

# ATTELLE DE REEDUCATION DU GENOU ET DE LA HANCHE

COMPTE RENDU  
DE LA CARTE n°4



Crée par Dimitri PIANETA

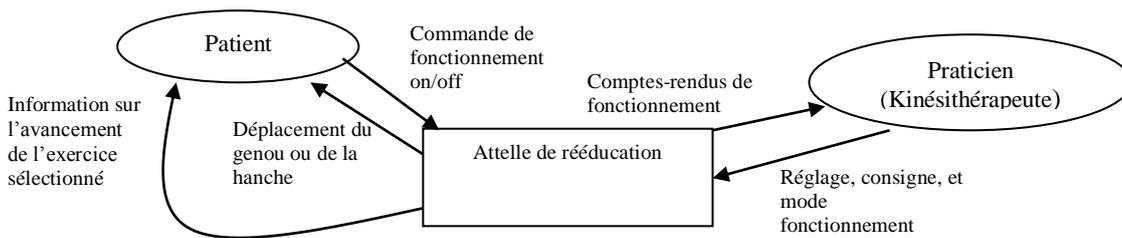
## I) Présentation :

### a) Expression du besoin :

De nos jours, la robotisation devient de plus en plus importante. Il en est ainsi pour les personnes souffrant d'un mal aux genoux et hanches. La mobilisation articulaire de ces deux articulations est simple et peut sans dommage être répétitive pour un gain d'amplitude.

Le KINETEC (attelle motorisée) aura pour but d'effectuer ces deux mouvements : la flexion avec un angle de  $120^\circ$  et l'extension avec un angle de  $-5^\circ$ .

### b) Diagramme sagittal:



## II) Cahier des charges :

### a) Général :

On devra créer une télécommande avec 10 touches, qui permet de donner les consignes de fonctionnement de la carte. Ces consignes sont les angles maximums en flexion et en extension. Elle permet une pause en extension ou en flexion, puis avoir une vitesse de fonctionnement de l'attelle et de connaître le nombre de cycles du programme. Pour permettre la visualisation du nombre de cycles on devra utiliser deux écrans LCD de type 7 segments. Le système de sécurité pour le patient dans la carte aura pour but de mesurer le courant circulant du moteur au le capteur de courant. S'il y a un blocage du moteur ou en cas d'efforts importants sur l'attelle une alarme et les afficheurs clignotent. Elle aura pour but d'avertir le praticien de problème survenant sur son patient.

L'attelle étudiée a les caractéristiques techniques suivantes (sur la maquette) :

poids : 5 Kg

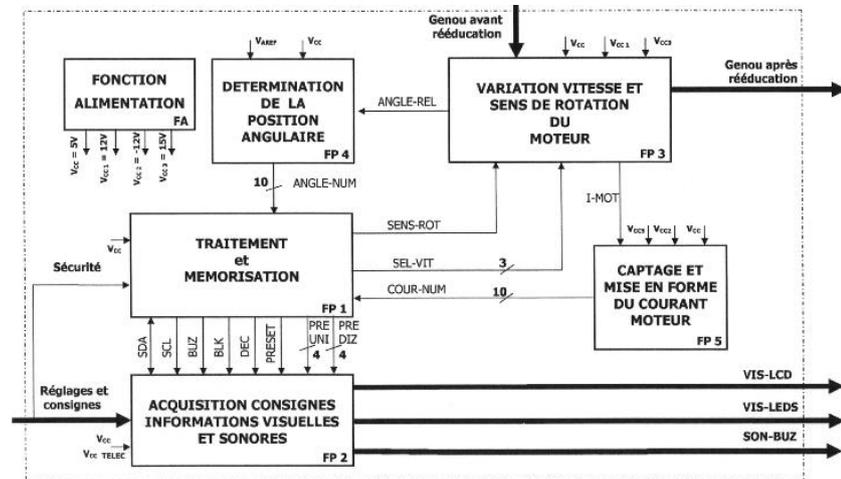
Dimension : 400 cm x 25 cm x 25 cm

Limitation d'angle :  $0^\circ$  à  $100^\circ$

Taille du patient 1,40 m à 1,90 cm

Tension d'alimentation : 30 V

### Schéma fonctionnel de 1<sup>er</sup> degré:



b) Caractéristique de la carte n°4 :

Le but de cette carte est de permettre une variation de la vitesse du moteur et de permettre de changer le sens de rotation du moteur.

On devra respecter les conditions suivantes : - 5 vitesses PB0 : lente (PT2)

PB1 : moyenne 1 (PT3)

PB2 : moyenne 2 (PT4)

PB3 : moyenne 3 (PT5)

PB4 : rapide(PT6)

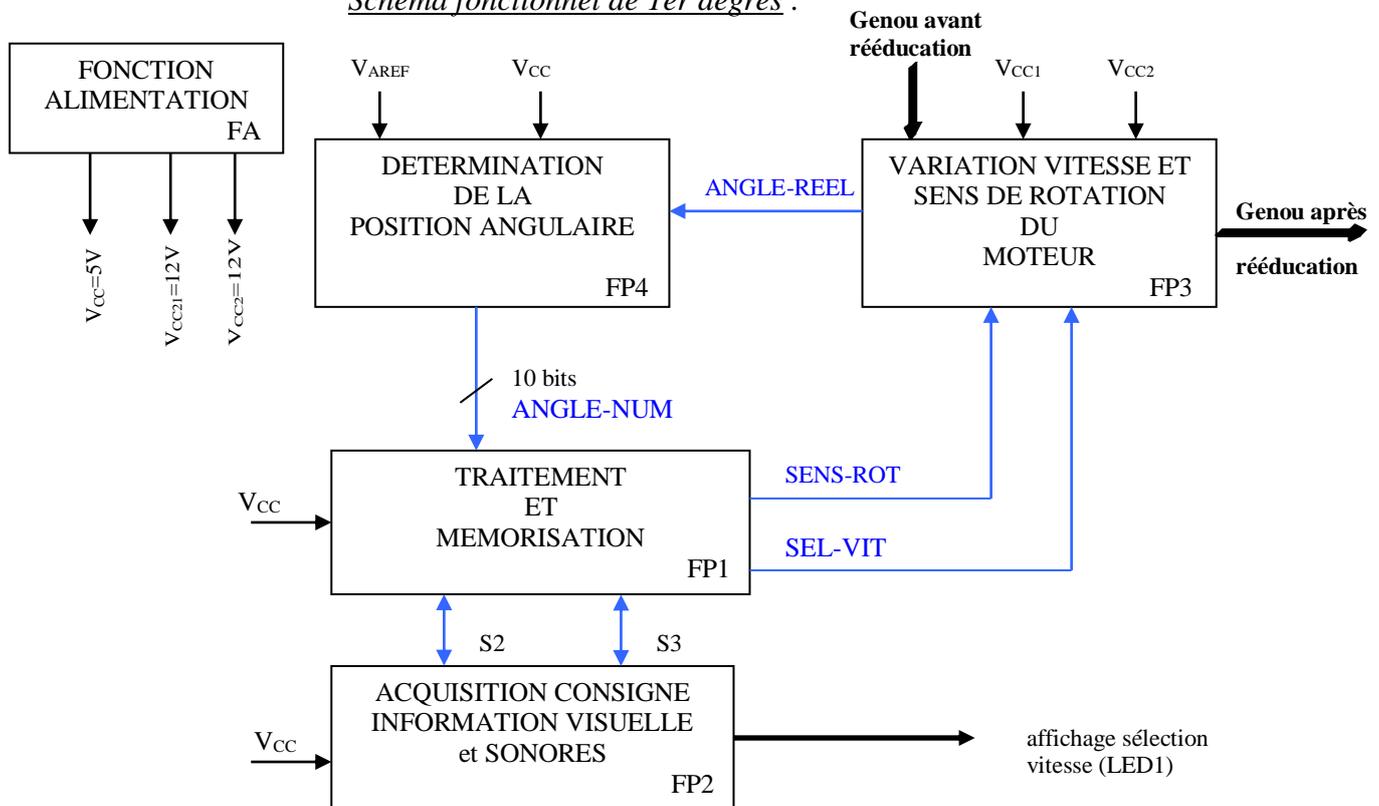
rien : nulle

- contrôle du sens de rotation du moteur

Un bouton S2 ou S3 permet de changer la vitesse de rotation du moteur qui vient du programme du microcontrôleur. Quand les boutons poussoirs sont enfoncé les sorties PB0 à PB4 du microcontrôleur doit être en état 1 ce qui permet de sélectionner une vitesse. On devra avoir cette condition, pour permettre à S2 (enfoncé) la rotation du moteur en vitesse lente. S3 est enfoncé, la rotation du moteur sera une vitesse rapide.

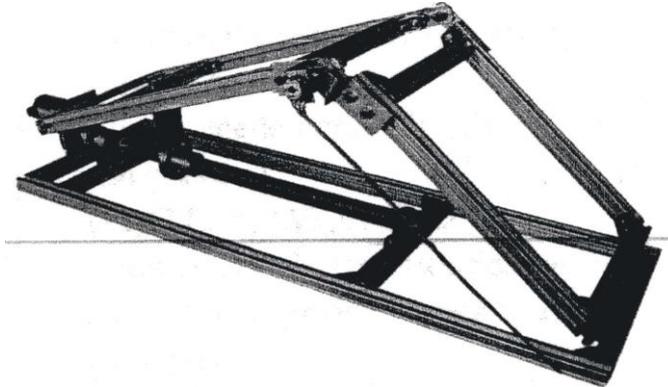
LA vitesse du moteur varie en appliquant une tension comprise de **2,5 V à 4 V** sur le point de test PT10 pour cela nous devons créer un signal MLI ou PWM avec le composant Im 3524. Nous devons ensuite produire l'image d'angle avec un potentiomètre P6 par **action manuelle** ou utilisant le moteur à courant continu pour l'action automatique. Puis mettre une diode appelée LD1 pour permettre de visualiser la vitesse de sélection. Enfin, nous devons utiliser une nouvelle technique pour permettre d'isoler une partie du montage pour ne plus avoir de problème sur la fonction FP3. Nous utiliserons pour cela un opto-coupleur. Nous fabriquons le programme qui devra donner l'affichage d'une vitesse avec LD1 et de sélectionner une vitesse désirée. Puis on inversera le sens du moteur quand la tension VPT15 sera supérieure à **V(Angle-Max)** ou la **tension VPT15** est inférieure à V(Angle-Max) donc changeant le sens de rotation du moteur.

Schéma fonctionnel de 1er degrés :

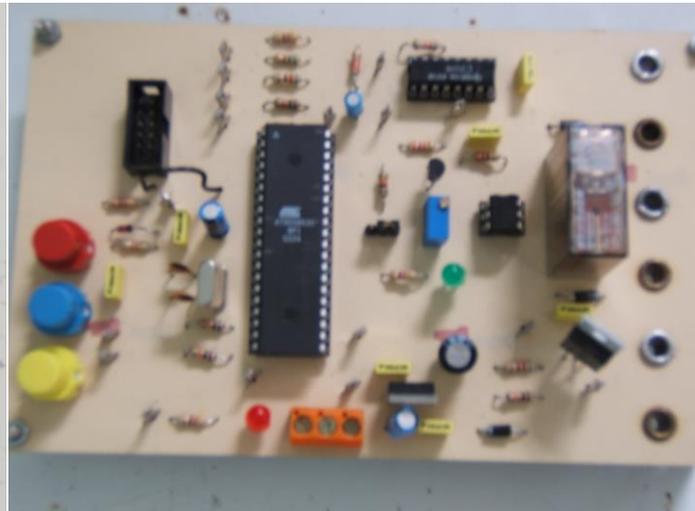
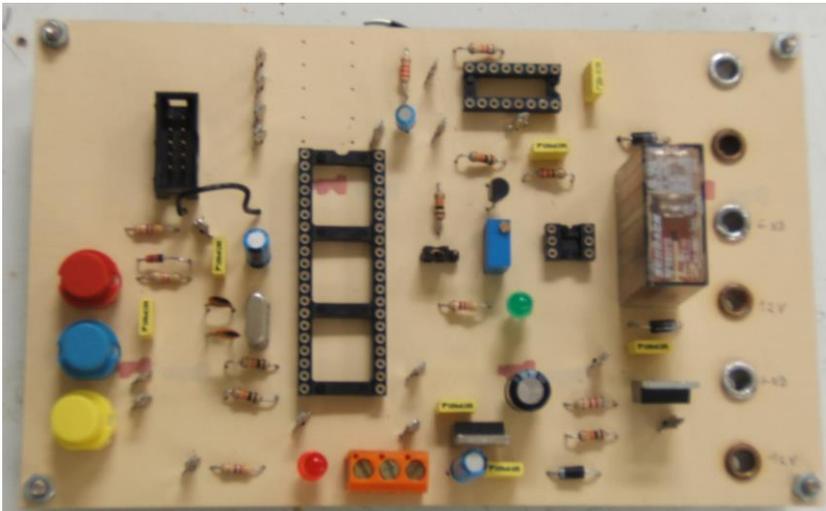


### III) Visualisation des éléments utilisés :

a) Partie opérative:



b) Carte électronique : (carte n°4)



c) Caractéristique du moto-réducteur :

Tension nominale	12 V
Couple nominal utile (donnée constructeur)	2 N.m
Vitesse nominale en sortie du réducteur	161 tr/min
Rapport de réduction	748/25
Puissance mécanique utile nominale	15,7 W
Puissance mécanique utile nominale maximum	16,3 V
Inductance de l'induit	1,5 mH
Résistance de l'induit	2,1 $\Omega$
f.e.m à tension et vitesse nominales (Im=1,2 A)	9,5 V

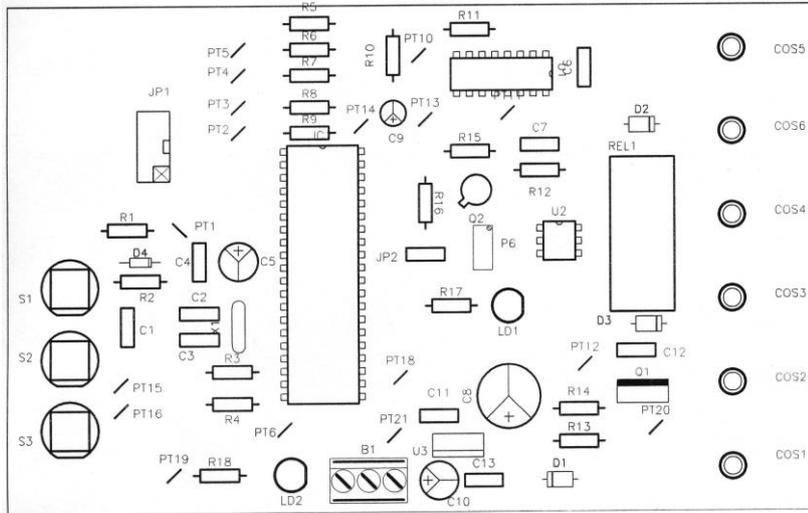


**c) Nomenclature de carte n°4 :**

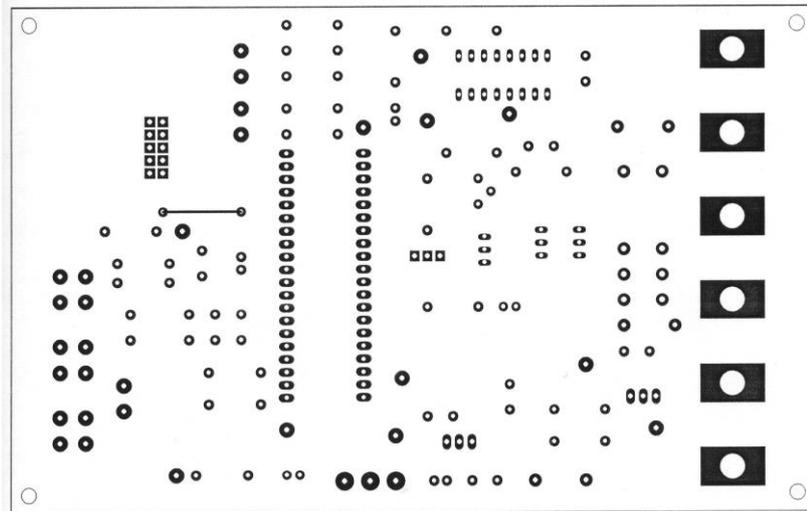
Item	Count	Mfg ID	Attributes	Références
1	3	1 N 4007	DO-41	D 1,D 2,D 3
2	1	1 N 4148	DO-35	D 4
3	1	2 N 2222A	to-92	Q 2
4	1	4 N 33	Dip 6	U 2
5	1	ATMEGA90S8535	DIP 40 V2	IC1
6	1	BDX 78	TO 220	Q 1
7	1	BORNIER_3_BORNES	BORNIER_3BR_5_08mm	B 1
8	3	BP	BP	S1, S2, S3
9	6	C 100 nF	CAP2P	C1,C4,C7,C11 C12, C13
10	2	C 22 pF	CAP2P	C2, C3
11	1	C 22 nF	CAP2P	C6
12	1	C+ 1 uF	CAPRAD1P	C9
13	2	C+ 10 uF	CAPRAD1P+	C5, C10
14	1	C+ 220 uF	CAPRAD2P+	C8
15	6	COSSE	Douille4 mm	COS1, COS2, COS3, COS4, COS5, COS6
16	1	He 10-10	He 10-10	JP 1
17	1	Jump 3	Jump 3	JP 2
18	2	LED	LED 2 P	LD 1, LD 2
19	1	Lm 3524	Dip 16	U 1
20	1	POT 10K	MPOTV	P6
21	17	Ptest	ptest	PT1,PT2,PT3,PT4,PT5, PT6,PT10,PT11,PT12, PT13,PT14,PT15,PT16 PT18,PT19,PT20,PT21
22	1	QUARTZ 8 MHz	Q2 P	X1
23	1	R 2 k 2	RES 4 P	R 10
24	1	R 1 k 2	RES 4 P	R 9
25	1	R 1 k	RES 4 P	R 8
26	1	R 820	RES 4 P	R 7
27	1	R 560	RES 4 P	R 6
28	1	R 47 k	RES 4 P	R 2
29	1	R 820	RES 4 P	R 14
30	1	R 220	RES 4 P	R 12
31	4	R 470	RES 4 P	R1,R5,R17,R18
32	1	R 82k	RES 4 P	R 11
33	5	R 10k	RES 4 P	R3, R4, R13, R15, R16
34	1	Reg	to-220	U3
35	1	REL 2 RT	2RT/5A	REL1

**b) Documentation de la carte n°4 :**

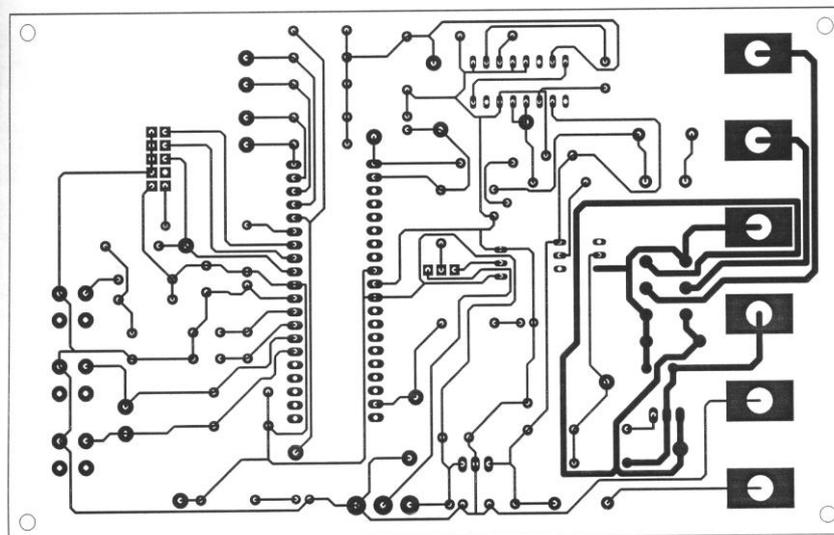
**Schéma d'implantation:**



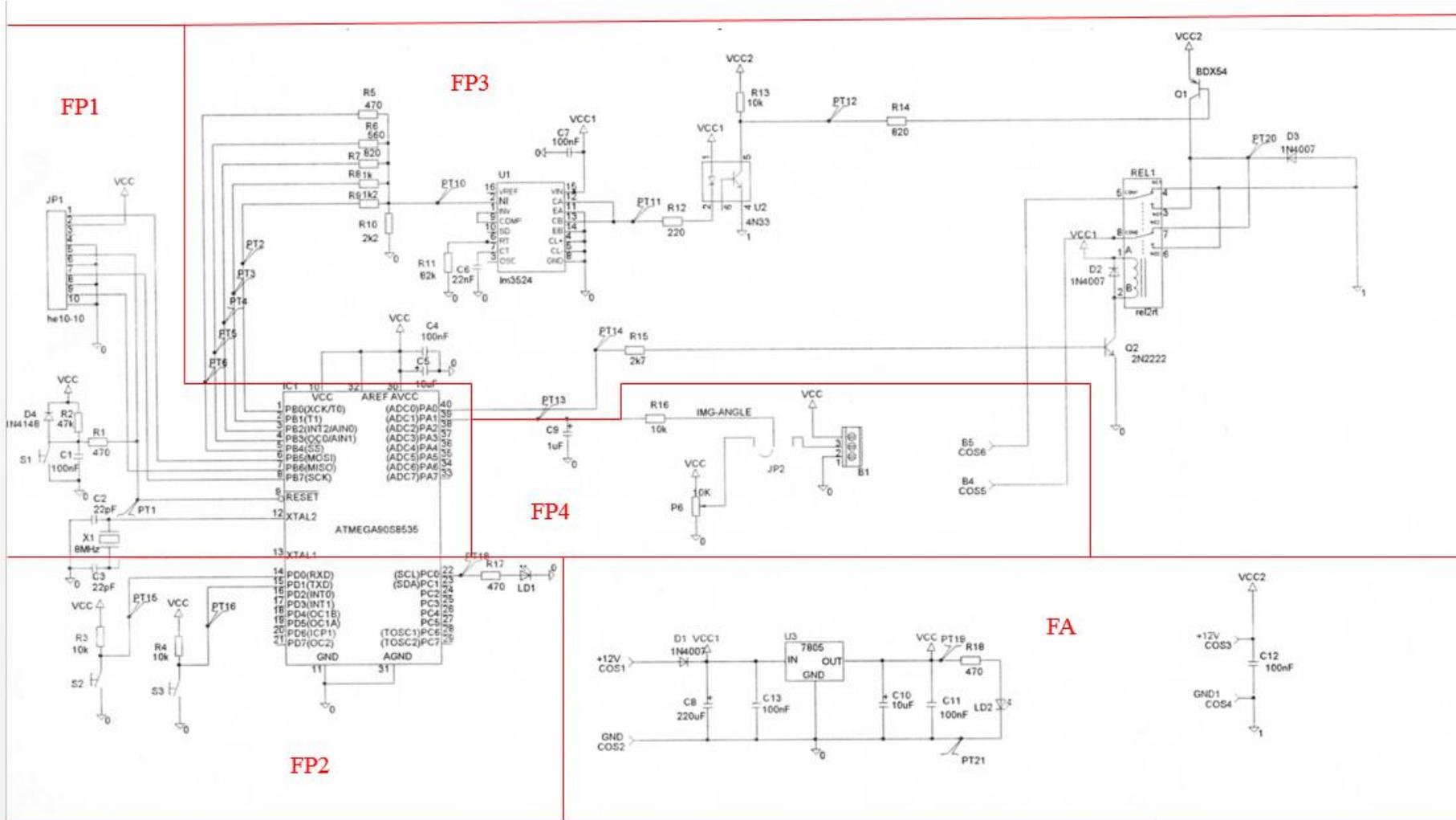
**Schéma de trou:**



**Typon :**



**IV) Schéma structurelle:**



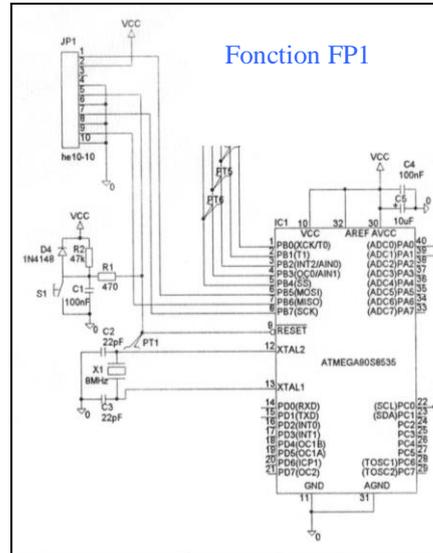


## V) Détail des composants :

### 4.1 Fonction FP1

#### a) Le but :

La fonction FP1 permet de traiter les informations (angle\_ana, sens\_rot, visualisation de la vitesse), de fournir les données à afficher et traiter les informations de la rotation du moteur. Dans cette fonction on trouve : le bloc he10-10, l'alimentation et le contrôle du microprocesseur puis oscillateur.

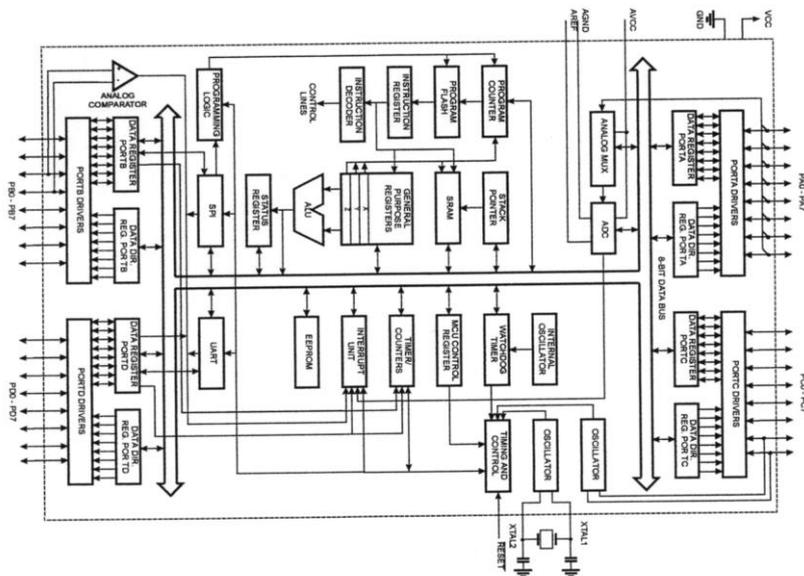


#### b) Le microcontrôleur :

Il permet de mémoriser le programme et de pouvoir faire dérouler une tâche voulue facilement. On sait que ce composant est constitué par :

- le microcontrôleur qui comporte une unité de calcul (le MPU ou microprocesseur)
- une mémoire de programme : son contenu doit être conservé en dehors de toute alimentation. Très souvent elle n'est accessible qu'en (ROM), il peut être écrit par le programmeur.
- Une mémoire des variables accessibles en lecture et en écriture (RAM) qui doivent pouvoir recevoir les données du programme quand elle est alimentée.
- Des circuits d'entrées et sorties spécifiques qui permet de communiquer avec les circuits électroniques externes.(PIO ou PIA)
- Il y a deux groupes d'équipotentielles caractéristiques appelés bus d'adresse et bus de données.

Soit pour l'AT90S8535 : (voir schéma ci-dessous)



**Les périphéries** : (PIO ou PIA) sont constituées de 4 ports de 8 bits soit 32 fils. Elles servent à mettre la liaison entre l'intérieur et l'extérieur d'un  $\mu\text{C}$ .

**La mémoire** : (Rom : read only memory  $\rightarrow$  EEPROM constituée de 512 octets et FLASH constitué de 8 K octet ( $2^{10} \times 8$  octets) ; RAM : random access memory  $\rightarrow$  Sram (static ram) constitué de 512 octets.

**Alu** : (arithmetic and logic unit) avec 18 bits c'est la zone du  $\mu\text{P}$  qui calcul les bits arithmétique et logique.

**Compteur** : (Timer/counter), elle sert à compter les bits d'où le nom de compteur. Il y a en deux de 8 bits et un de 16 bits.

**ADC** : (analogic to digit convertir), le but est de convertir un signal X en bits égal un CAN (convertisseur analogique numérique). Il est constitué de 10 bits et de 8 entrées multiplexeurs.

**Un multiplexeur** : (analogic MUX) sert à permettre plusieurs signaux d'entrer et de sortir du composant avec un seul signal.

**SPI (serial peripheral interface)** : c'est une interface périphérique série.

**Watchdog timer (un chien de garde)** : Il permet de corriger les erreurs ponctuelles sur le programme.

Tableau des ports de l'AT90S8535 :

NOM	NATURE	INFORMATION
PA0	sortie logique	SENS-ROT sens de rotation du moteur
PA1	entrée analogique	ANGLE-ANA tension image de l'angle réel
PB0	sortie logique	Vitesse lente
PB1	sortie logique	Vitesse moyenne 1
PB2	sortie logique	Vitesse moyenne 2
PB3	sortie logique	Vitesse moyenne 3
PB4	sortie logique	Vitesse rapide
PB5, PB6, PB7	sortie/entrée logique	Programme le microcontrôleur
PCO	sortie logique	signale la position de la vitesse
PD0	entrée logique	incrément la vitesse
PD1	entrée logique	décrémente la vitesse

**c) l'oscillateur :**

L'oscillateur utile donne l'horloge du microcontrôleur, voir la référence du constructeur de l'AT90S8535.

On remarque dans la page 5/116 de la documentation sur le titre **clock option** qui signifie en anglais crystal oscillator( oscillateur à quartz).

**Définition :**

Le quartz est un cristal de silice. Le phénomène de la vibration du quartz venant du composant est appelé le piézo-électrique. Le piézo-électrique signifie une apparition des charges électriques (en Coulomb) à la surface de certains cristaux soumis à une contrainte donc un effort. La tension est appliquée entre les deux faces du quartz, qui alors vibre. On a pour cela le schéma suivant :



La fréquence de résonance (Fr) est :

$$Fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

L : la bobine interne en Henry  
C : Condensateur en Farad

**Justification du quartz :**

Nous voyons qu'il est demandé d'avoir une fréquence d'oscillation maximum de 8 MHz.(cf colonne de 4 à 6 V voir oscillator frequency. Nous avons pour caractéristique d'avoir un  $f_{ckmin}$  de 0MHz et  $f_{ckmax}$  de 8MHz)

On voit pour cela la période de l'horloge nommée  $t_{clcl} = 125$  ns pour la relation  $f_{ck} = \frac{1}{t_{clcl}}$

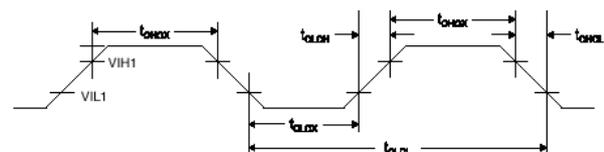
Voir sur la documentation du constructeur :

Table 47. External Clock Drive

Symbol	Parameter	$V_{CC} = 2.7V$ to $5.0V$		$V_{CC} = 4.0V$ to $5.0V$		Units
		Min	Max	Min	Max	
$1/t_{CLCL}$	Oscillator Frequency	0	4	0	8.0	MHz
$t_{CLCL}$	Clock Period	250.0		125.0		ns
$t_{CHCX}$	High Time	100.0		50.0		ns
$t_{CLCX}$	Low Time	100.0		50.0		ns
$t_{OLCH}$	Rise Time		1.6		0.5	$\mu s$
$t_{OHL}$	Fall Time		1.6		0.5	$\mu s$

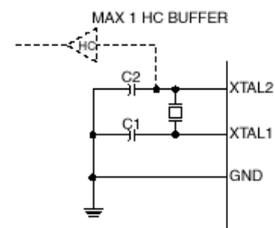
External Clock Drive Waveforms

Figure 74. External Clock



Ce quartz a pour phénomène de résister longtemps et d'être utilisé en technologie constructeur du microcontrôleur.

Voir la figure ci contre pour placer ce composant :



La justification les valeurs des condensateurs :

C2 et C3 permet de faire l'oscillation du quartz par l'établissement de la maille C2, X1, C3.

Nous voyons que dans la documentation constructeur, il est marqué que le condensateur C2 sur schéma structurel est égale au condensateur sortant (output). Il est souvent noté Cout puis celui-ci est noté sur ce même schéma structurel. Elle a pour appellation C3. Il est égal à un condensateur entrant (input) dans le microcontrôleur(Cin).

Nous relevons dans la documentation du constructeur les valeurs capacitives.

On relève :

X1	Cin ou C3	Cout ou C2
8MHz	22 pF	22pF

On choisit comme technologie pour les condensateurs C2 et C3 des condensateurs à diélectrique céramique. C'est la technologie utiliser pour avoir des applications ayant besoin de grande précision. Il permet d'avoir de faibles variations en fonction du temps de sa valeur capacitif, puis de même avec la température. On sait que C2 et C3 permettent de supprimer les interférences et de permettre de filtrer la fréquence de résonance entrant dans le microcontrôleur XTAL1 et de sortie XTAL2. Pour en finir, nous choisissons un matériau le Y5R protégeant ces condensateurs.

Le Y5R a pour caractéristiques requis les suivantes :

- capacités de valeur très élevées (Farad)
- faible coût
- mauvais comportement en température
- vieillissement : de 5% sur 10 ans
- sa sensibilité de l'oscillation en quartz (PXO) est de formule  $S = \frac{\Delta f}{f}$  avec  $\Delta s$  est égale à l'intervalle de la fréquence du condensateur et f de fréquence normalisé. On a comme valeur de sensibilité 100 ppm à 7 ppm(soit 1 ppm= $10^{-6}$ )

On pourra en déduire que ce composant est stable dans le temps et fiable.

d) L'alimentation du microcontrôleur:

On remarque que les condensateurs C4 et C5 sont branchés sur la broche 30 du MPU. Ces condensateurs permettent de stabiliser la tension entrant dans le Avcc. Ils sont appelés des condensateurs à découplage. Nous voyons qu'un circuit intégré fonctionne très rapide. Lorsque nous alimentons un circuit intégré, il y a une grande variation de tension subitement. Ces condensateurs permettent d'enlever les parasites des alimentations et des circuits intégrés voisin. Nous utilisons une valeur de condensateur identique pour chaque alimentation utilisant le découplage, pour permettent de produite une crête amortie, donc cela permet de stabiliser toutes les alimentations du circuit.

On remarque que sur la broche 32 (AREF) la tension Uref du CAN (ADC) est de valeur 5V continue. Puis sur la broche 10, la tension est égale à l'alimentation de ce même composant 5V.

Nous voyons que ces éléments sont branchés selon un ordre précis, cela est donné par le fabriquant de circuit. Il nous donne aussi les valeurs des condensateurs C4 de 100nF de type condensateur à diélectrique polyester.

Le condensateur C5 est de type condensateur électrolytique à électrodes aluminium.

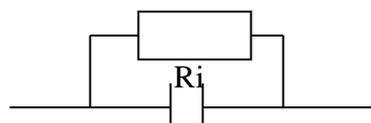
Le condensateur électrolytique a pour avantage d'être polarisé. La mauvaise tolérance capacitif est de 10 à 50% tandis que a tension nominale est comprise entre 2,5V à 400 V.

Nous déterminons quelques caractéristiques :

Cn : 10µF (capacité nominale)

Tolérance nominale : ±20%

Ri : résistance isolement



$$R_i = U / i_f(\text{courant de fuite})$$

Gamme de fréquence :

C

Le condensateur électrolytique à électrodes aluminium est souvent utilisé pour :

- le lissage d'alimentation
- le circuit de démarrage de moteur
- les grandes constantes de temps
- utiliser les filtres passe-haut

Notre montage nous permet de bloquer la tension en un signal continue.

#### e) Contrôle du reset du microprocesseur :

##### *Caractéristique :*

Le travail d'un microprocesseur consiste à effectuer les tâches qui lui sont indiquées dans la mémoire. La mise sous tension le microprocesseur peut démarrer avant que les données en mémoires soient bien établies et il peut ainsi faire n'importe quoi.

Pour éviter cela le microcontrôleur possède une indication de remise à zéro de son programme. Elle est appelée *RESET*. Lorsque son état est active il permet de bloquer le programme du microprocesseur. Le microprocesseur devra attendre que toutes les tensions dans le microcontrôleur se stabilisent donc pour cela on désactive cette entrée *RESET*.

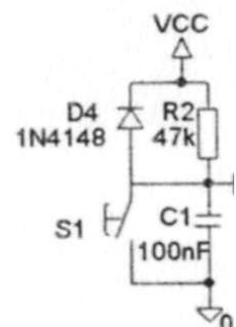
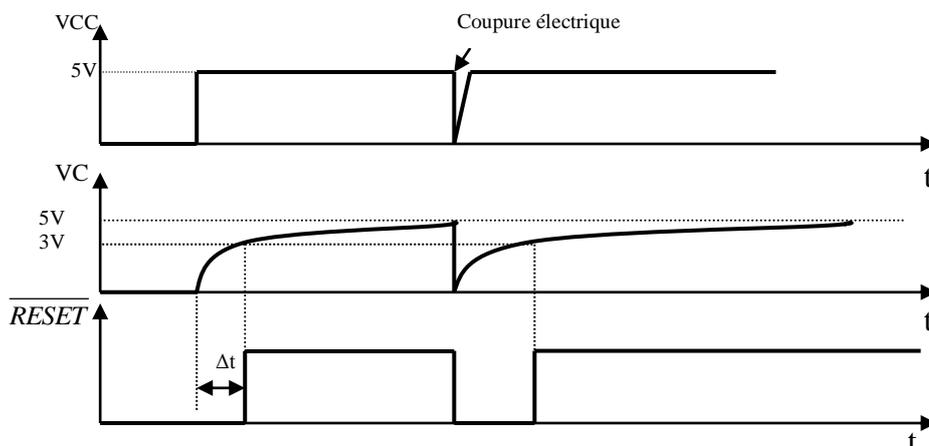
Nous avons d'autre paramètre pour le démarrage du *RESET* celui de S1 ou R12-C1. Le rôle de S1 est un bouton servant à remettre à 0 le  $\mu P$ . Il permet de redémarrer le microprocesseur lorsqu'un programme ne veut plus répondre. (**RESET MANUEL**)

Le rôle de R12-C1 permet de stabiliser les tensions dans le circuit quand le moment est devenu stable en  $\mu P$ . Nous devons désactiver l'entrée du  $\mu P$  pour commander son travail. (**RESET à la mise sous tension**)

Nous remarquons qu'il y a une diode D4 qui permet en cas de coupure électrique de redémarrer le  $\mu p$ .

##### *Allure du fonctionnement :*

On a comme seuil de rest  $0,6 \cdot V_{CC} = 0,6 \cdot 5 = 3V$  (cf  $V_{RST}$  soit threshold Voltage qui signifie seuil de tension reset)



On sait que pour le  $\Delta t$  maximum est égale au temps, que tous les tensions sont stabilisées. Quand on considère que les données en mémoire sont stables, on désactive cette entrée afin d'autoriser le microprocesseur à effectuer son travail.

Calcul de C1 et R2 :

On a Δt égale à une tension minimum de 50 ns.

On connaît la méthode pour déterminer la charge d'un condensateur.

Pour déterminer le courant du condensateur nous utilisons la loi de l'Ohm qui est :

$I_c = \frac{V_c}{R_2} = \frac{V_{cc} - V_C}{R_2} = \frac{5 - 0}{R_2} = \frac{5}{R_2}$ . Nous remarquons que le courant  $I_c > 0$  donc le condensateur C1 se charge.

Nous remarquons que le courant  $I_c$  n'est pas constant alors la charge du condensateur se trouve exponentielle.

On a pour donnée dans notre état présent :  $V_{i(t=0s)} = 0V$  ;  $V_{F(i=0A)} = V_{cc} = 5V$  ;  $V_c = 0,6.V_{cc} = 3V$

Nous utilisons la relation suivante :

$$V_C = V_F - (V_F - V_i)e^{-\Delta t / \tau} \text{ on a } \tau = R_2.C_1$$

$$\frac{V_F - V_C}{V_F - V_i} = e^{-\Delta t / \tau}$$

$$\ln\left(\frac{V_F - V_C}{V_F - V_i}\right) = -\Delta t / \tau$$

$$\Delta t = -\tau \ln\left(\frac{V_F - V_C}{V_F - V_i}\right) = -R_2.C_1 \ln\left(\frac{V_F - V_C}{V_F - V_i}\right) = -R_2.C_1 \ln\left(\frac{V_{cc} - 0,6V_{cc}}{V_{cc} - 0}\right)$$

$$\Delta t = -R_2.C_1 \ln\left(\frac{V_{cc}(1-0,6)}{V_{cc}}\right) = R_2.C_1 \ln(0,4) = 0,9R_2.C_1$$

La valeur choisie par la fabrication du dossier est de 4,3 ms. (soit 430ns), nous nous prendrons  $\Delta t_{min} = 50 \text{ ns}$ .

Nous fixons C1 à la série E6 de 100nF.

$$R_{2min} = \frac{\Delta t}{0,9C_1} = \frac{4,3.10^{-3}}{100.0,9.10^{-9}} = 47,44K\Omega$$

$$R_{2n} = 47 K\Omega$$

Choix des technologies :

**Pour la résistance R2**, nous choisissons une résistance à couche de carbone qui est souvent utilisé et est moins cher. Elle permet aussi d'avoir une grande précision (donc une fiabilité de 0,001% à 0,01%). Mais un coefficient de température négatif d'environ de -500 ppm

Nous pouvons écrire que :  $R = R_0 (1 + \alpha\theta)$

Soit  $R_0$  la résistance à 0°C  
 Donc  $R_0 = \rho \cdot \frac{l}{S}$  avec  $l$  en m,  $S$  en  $m^2$ ,  $\rho$  la résistivité en  $\Omega.m$  à 0°C et  $R_0$  en  $\Omega$   
 $\alpha$  le coefficient de la température en  $10^{-6}C^{-1}$   
 $T$  la température en °C

Idem : On sait que le coefficient de température est égal  $\alpha = \frac{\Delta R}{R \Delta t}$ .

La stabilité de la valeur de la résistance nominale est de 1%/an. Cela signifie que la résistance perd ces éléments naturels un peu chaque année ;

**Pour le condensateur C1**, nous choisissons comme la technologie d'un condensateur à diélectrique polyester.

Sa caractéristique est d'avoir :

- une dérive en température moyenne,
- ne pas avoir de grande précision
- d'avoir une tolérance de 10%.

Les caractéristiques techniques à respecter sont :

- Cn : 100pF en série E6 (valeur nominale)
- Tolérance nominale de 20%
- Gamme de fréquence : base fréquence
- Tension VF maximum de charge : Vcc=5V
- La constante de charge selon le circuit RC
- Résistance d'isolement Ri
- Tension de claquage

Nous l'utilisons pour permettre de stabilisé les tensions de tous les programmes venant du microprocesseur et microcontrôleurs.

**Pour le bouton poussoir S1**, nous choisissons un bouton avec peu de rebond ce qui permet de faire redémarrer le microcontrôleur facilement.

**Pour la diode D4**, nous choisissons la technologie de référence du composant 1N4148.

Elle permet à la diode D4 de faire un RESET automatique.

On relève comme caractéristique :

- VF ou Vseuil=1V pour un courant maximum If de 10mA
- IFm : 200mA valeur maximum
- I FSM : 2A (c'est la valeur du courant instantané sans risque de détruire la diode)
- Trr= 4ns (temps de conversion entre un état bloqué ou saturé)
- Puissance maximum de 500 mW
- La tension inverse : 75V



Nous pouvons en déduire que ce composant est un très bon choix, car nous avons pris une technologie qui varie le moins dans le temps. Nous observons que ce composant supporte la tension du condensateur maximum de 5 V.

**Pour la résistance R1 :**

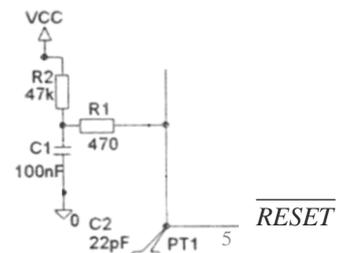
1) *Le cas quand entrée de RESET en état 0 :*

On remarque que reset se trouve à la masse du composant. Nous pouvons en déduire que Vc et VR1 se trouve identique car il est parallèle. Nous trouvons son courant lorsque Vc à pour valeur 3V.

Donc on écrit la loi des mailles :  $V_{cc} - V_c$  ou  $V_{R1} - R_2 \cdot I_c = 0$

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_c}{R_2} = \frac{5 - 3}{47} 10^{-3} = 43 \mu A$$

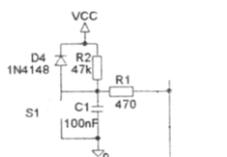
Nous pouvons calculer  $R_{1max} = 69,76 K\Omega$



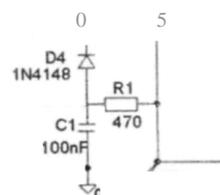
2) *le cas quand entrée de RESET en'état 1 :*

Nous remarquons sur cet état que le C1 se décharge jusqu'à une ddp de 0 V(masse). On peut remarquer que R1 est branché à cette masse. Donc nous pouvons poser cette loi de l'ohm.  $R_{1min} = \frac{V_{Reset}}{I_{IH}} = \frac{0,6V_{cc}}{20 \cdot 10^{-3}} = \frac{0,6 \cdot 5}{20} 10^3 = 150 \Omega$

$$R_{1min} = \frac{V_{Reset}}{I_{IH}} = \frac{0,6V_{cc}}{20 \cdot 10^{-3}} = \frac{0,6 \cdot 5}{20} 10^3 = 150 \Omega$$



Ou



On choisit une résistance nominale de 470 Ω dans la série E24.

f) He 10-10:

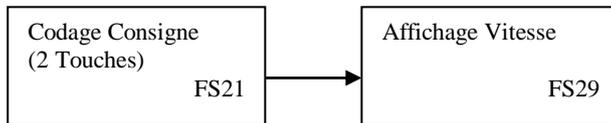
Le He 10-10 permet de programmer le microcontrôleur vers un ordinateur. Nous alimentons ce composant interne sur la broche 2 et sur des masses communes broche 4, 6, 8, 10. Nous remarquons que JP1 collecte les informations de l'ordinateur sur les broches du µC (PD5-7) ce qui permet de recevoir les informations ou de les effacer. Nous voyons que Vcc permet d'alimenter aussi le câble reliant l'ordinateur au µC. Nous savons que ce composant est de la famille des microcontrôleurs et devra être compilé et programmer en utilisant le langage C. Pour cela nous utilisons le logiciel « CodeVision AVR C Compile ».



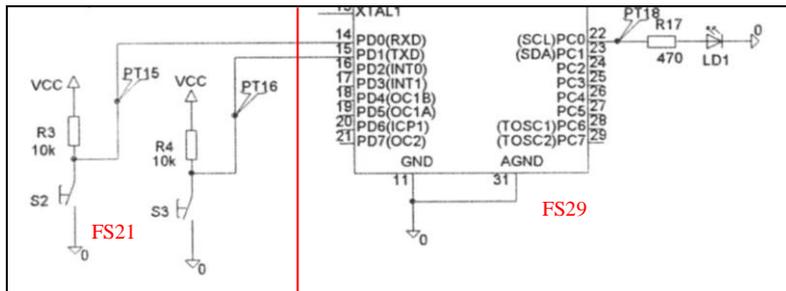
4.2 Fonction FP2

a) Le but :

La fonction FP2 permet l'acquisition des consignes (des boutons poussoirs S2 et S3), des réglages du praticien et de l'information visuelle de la sélection de vitesse (LD1).



Il y a dans cette fonction le bloc sélection des vitesses et visualisation des vitesses.



b) la fonction FS21 :

But : Cette fonction permet de sélectionner une vitesse et de permettre d'incrémenter avec le bouton poussoir S2 ou décrémenter le compteur du microcontrôleur avec le bouton poussoir S3. Nous utilisons pour cela un programme prédéfini et fabriquer pour l'action voulue. (cf au programme en langage C)

Nous allons avoir pour condition d'incrémenter ou décrémenter cinq vitesses. (lent, moyenne 1 à 3, et rapide)

Justification des valeurs des résistances R3 et R4 :

Nous allons pour cela poser deux conditions.

- Pour le cas de S2 ou S3 appuyer :

Nous disons que, les entrées PD0 et PD1 sont configurées comme des entrées.

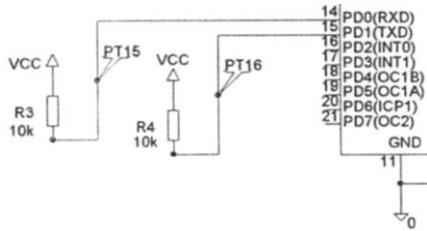
Nous remarquons que l'état d'entrée sur le port D est en état 0 (PD0 ou PD1). Nous voyons pour cette condition qu'au point de test PT15 ou PT16, il devra y avoir une tension de 0 V.

Il est remarqué que les actions de décrémenter ou incrémenter se font sur un état bas. Nous en déduisons que les résistances R3 ou R4 ne jouent aucun rôle sur cette condition.

- Pour le cas de S2 ou S3 non appuyer :

Nous disons que, les entrées PD0 et PD1 sont configurés comme des entrées.

Nous remarquons l'état d'entrée sur le portD est en état 1 (Pd0 ou PD1). Nous voyons pour cette condition qu'au point de test PT15 ou PT16, il devra y avoir une tension de 5 et que les boutons poussoirs ne jouent aucun rôle sur cette condition. Ces résistances servent à limité le courant entrant dans le portD. (R3 et R4)



Nous avons vu que VPT15 ou VPT16 est égale à 5V.  
 Nous cherchons à déterminer les résistances R3 et R4.  
 Nous voyons que dans la documentation du constructeur que at90S8535 a une résistance pull-up interne dans ce composant. Elle a pour valeur entre 35KΩ et 100K Ω

Nous ne devons pas avoir un courant de plus de 40 mA sur I/O d'un PORT.

Nous posons la loi de l'ohm la suivante :

$$R3_{min} = \frac{VCC}{i_{Hmax}} = \frac{5}{40} 10^3 = 125\Omega$$

Nous prenons une valeur de résistance souvent en Kiloohms. Nous posons comme résistance R3n = 10K Ω .

Vérification cette valeur avec la loi de l'Ohm :

$$I_n = \frac{VCC}{R_n} = \frac{5}{10} 10^{-3} = 500\mu A$$

Nous pouvons dire que  $I_n < I_{ihmax}$  donc notre résistance se trouve bonne.

Il est utilisé pour cette résistance du carbone.

Même méthode pour la résistance R4 et même technologie. Nous en concluons que R4=R3.

c) la fonction FS29 :

Cette fonction permet de visualiser s'il y a une vitesse à enclencher ou pas. Selon un rythme imposé par le programme du microcontrôleur.

Nous remarquons que la PC0 est configuré comme une sortie. Nous en déduisons que la Del ou Led (Light emitting diode) de couleur vert à pour valeur  $I_{fmax} : 20mA$  et  $V_F : 3V$  (seuil de la diode).

On relève dans la documentation du constructeur que at90S8535 est une tension de sortie.

- Si la sortie est en état bas : nous pouvons écrire comme loi des mailles :

$$V_{oLmin} - V_F - R_{17} \cdot I_F = 0$$

$$V_F = V_{oLmin} - R_{17} \cdot I_F = 0 - R_{17} \cdot 0 = 0 \text{ on a aucune ddp donc la LED se trouve éteint.}$$

Nous pourrons pour cela dire que  $V_F$  est égale à un interrupteur ouvert. Alors nous avons par la loi des mailles que le courant le plus défavorable une valeur de 0 A.

Nous remarquons que sur notre schéma qu'au niveau bas, il y a une tension de 0,6V.

Pour trouver la résistance nous utilisons la nouvelle maille :

$$V_{oLmax} - V_F - R_{17} \cdot I_F = 0$$

$$R_{17min} = \frac{V_{oLmax} - V_F}{I_{Fmin}} = \text{Nous remarquons que le courant } I_{Fmin} \text{ se trouve supérieur à la valeur}$$

voulue maximum. Donc nous risquons le claquage du composant.

-Si la sortie est en état haut : nous pouvons écrire la loi des mailles :

Quand la tension de l'anode se trouve supérieur à celui de la cathode, nous remarquons sur la broche de la cathode la tension de 0V(car c'est la masse) donc nous devons avoir sur notre anode une tension positive. Nous le démontrons par la différence de potentiel ou tension qui devra être positif selon la convention réceptrice.

Nous pourrions en déduire que la LED est allumée. Nous écrivons la loi des mailles :  $V_{OH} - R_{17} \cdot I_F - V_F = 0$ .

$V_F = V_{OHmin} - R_{17} \cdot I_F = 4,7 - R_{17} \cdot I_F$  = à une tension positive donc la diode se trouve bien éclairée.

**Pour la valeur  $R_{17min}$** , nous aurons  $I_{Fmax}$  de la LED.

$$R_{17min} = \frac{V_{OHmin} - V_F}{I_{Fmax}} = \frac{4,2 - 3}{20} \cdot 10^3 = 60\Omega$$

Nous relevons sur la documentation du microcontrôleur que  $V_{OHmin}$  de 4,2V et  $I_{Fmin}$  de 3mA

$$R_{17max} = \frac{V_{OHmax} - V_F}{I_{Fmin}} = \frac{5 - 3}{3} \cdot 10^3 = 666,6\Omega$$

La valeur choisie devra être de 470ohms mais elle suit bien la condition entre l'intervalle de  $60 < R_{17} < 666,6\Omega$ .

La deuxième condition est que le port C ait un courant  $I_{min}$  de 3mA. Nous vérifions avec la loi des mailles :  $I_{Fmin} = \frac{V_{OHmax} - V_F}{470} = \frac{5 - 3}{470} \cdot 10^{-3} = 4,25mA$  (La valeur est juste de  $R_{17}$ )

Le choix de la résistance est une couche de carbone, car elle se trouve très précise, peu de variation de la résistance dans le temps. Nous devons éviter que notre LED soit en surtension et elle nous permette de montrer la sélection de la vitesse au praticien.

#### b) la fonction FS21 :

**But :** Cette fonction permet de sélectionner une vitesse et de permettre d'incrémenter avec le bouton poussoir S2 ou décrémenter le compteur du microcontrôleur avec le bouton poussoir S3. Nous utilisons pour cela un programme prédéfini et fabriquer pour l'action voulue. (cf au programme en langage C)

Nous allons avoir pour condition d'incrémenter ou décrémenter cinq vitesses. (lent, moyenne 1 à 3, et rapide)

#### Justification des valeurs des résistances R3 et R4 :

Nous allons pour cela poser deux conditions.

- Pour le cas de S2 ou S3 appuyer :

Nous disons que, les entrées PD0 et PD1 sont configurées comme des entrées.

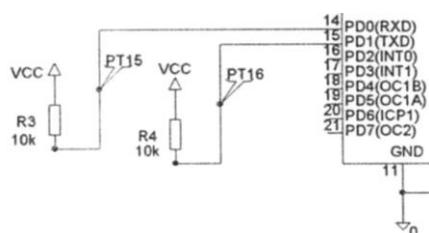
Nous remarquons que l'état d'entrée sur le port D est en état 0 (PD0 ou PD1). Nous voyons pour cette condition qu'au point de test PT15 ou PT16, il devra y avoir une tension de 0V.

Il est remarqué que les actions de décrémenter ou incrémenter se font sur un état bas. Nous en déduisons que les résistances R3 ou R4 ne jouent aucun rôle sur cette condition.

- Pour le cas de S2 ou S3 non appuyer :

Nous disons que, les entrées PD0 et PD1 sont configurés comme des entrées.

Nous remarquons l'état d'entrée sur le port D est en état 1 (Pd0 ou PD1). Nous voyons pour cette condition qu'au point de test PT15 ou PT16, il devra y avoir une tension de 5V et que les boutons poussoirs ne jouent aucun rôle sur cette condition. Ces résistances servent à limiter le courant entrant dans le port D. (R3 et R4)



Nous avons vu que  $V_{PT15}$  ou  $V_{PT16}$  est égale à 5V.

Nous cherchons à déterminer les résistances R3 et R4.

Nous voyons que dans la documentation du constructeur que at90S8535 a une résistance pull-up interne dans ce composant. Elle a pour valeur entre 35KΩ et 100KΩ

Nous ne devons pas avoir un courant de plus de 40 mA sur I/O d'un PORT.  
Nous posons la loi de l'ohm la suivante :

$$R_{3min} = \frac{VCC}{I_{Hmax}} = \frac{5}{40} \cdot 10^3 = 125\Omega$$

Nous prenons une valeur de résistance souvent en Kiloohms. Nous posons comme résistance  $R_{3n} = 10K\Omega$ .

Vérification cette valeur avec la loi de l'ohm :

$$I_n = \frac{VCC}{R_n} = \frac{5}{10} \cdot 10^{-3} = 500\mu A$$

Nous pouvons dire que  $I_n < I_{Hmax}$  donc notre résistance se trouve bonne.  
Il est utilisé pour cette résistance du carbone.

Même méthode pour la résistance  $R_4$  et même technologie. Nous sans concluons que  $R_4 = R_3$ .

### c) la fonction FS29 :

Cette fonction permet de visualiser s'il y a une vitesse à enclencher ou pas. Selon un rythme imposé par le programme du microcontrôleur.

Nous remarquons que la PC0 est configuré comme une sortie. Nous en déduisons que la Del ou Led (Light emitting diode) de couleur vert à pour valeur  $I_{fmax} : 20mA$  et  $V_F : 3V$  (seuil de la diode).

On relève dans la documentation du constructeur que at90S8535 est une tension de sortie.

- Si la sortie est en état bas : nous pouvons écrire comme loi des mailles :

$$V_{OLmin} - V_F - R_{17} \cdot I_F = 0$$

$V_F = V_{OLmin} - R_{17} \cdot I_F = 0 - R_{17} \cdot 0 = 0$  on a aucune ddp donc la LED se trouve éteint.

Nous pourrons pour cela dire que  $V_F$  est égale à un interrupteur ouvert. Alors nous avons par la loi des mailles que le courant le plus défavorable une valeur de 0 A.

Nous remarquons que sur notre schéma qu'au niveau bas, il y a une tension de 0,6V.

Pour trouver la résistance nous utilisons la nouvelle maille :

$$V_{OLmax} - V_F - R_{17} \cdot I_F = 0$$

$R_{17min} = \frac{V_{OLmax} - V_F}{I_{Fmin}}$  = Nous remarquons que le courant  $I_{Fmin}$  se trouve supérieur à la valeur

voulue maximum. Donc nous risquons le claquage du composant.

- Si la sortie est en état haut : nous pouvons écrire la loi des mailles :

Quand la tension de l'anode se trouve supérieur à celui de la cathode, nous remarquons sur la broche de la cathode la tension de 0V (car c'est la masse) donc nous devons avoir sur notre anode une tension positive. Nous le démontrons par la différence de potentiel ou tension qui devra être positif selon la convention réceptrice.

Nous pourrons en déduire que la LED est allumée. Nous écrivons la loi des mailles :  $V_{OH} - R_{17} \cdot I_F - V_F = 0$ .

$V_F = V_{OHmin} - R_{17} \cdot I_F = 4,7 - R_{17} \cdot I_F$  = à une tension positive donc la diode se trouve bien éclairée.

**Pour la valeur  $R_{17min}$** , nous aurons  $I_{fmax}$  de la LED.

$$R_{17min} = \frac{V_{OHmin} - V_F}{I_{Fmax}} = \frac{4,2 - 3}{20} \cdot 10^3 = 60\Omega$$

Nous relevons sur la documentation du microcontrôleur que  $V_{OHmin}$  de 4,2V et  $I_{Fmin}$  de 3mA

$$R_{17max} = \frac{V_{OHmax} - V_F}{I_{Fmin}} = \frac{5 - 3}{3} \cdot 10^3 = 666,6\Omega$$

La valeur choisie devra être de 470ohms mais elle suit bien la condition entre l'intervalle de  $60 < R17 < 666,6 \Omega$ .

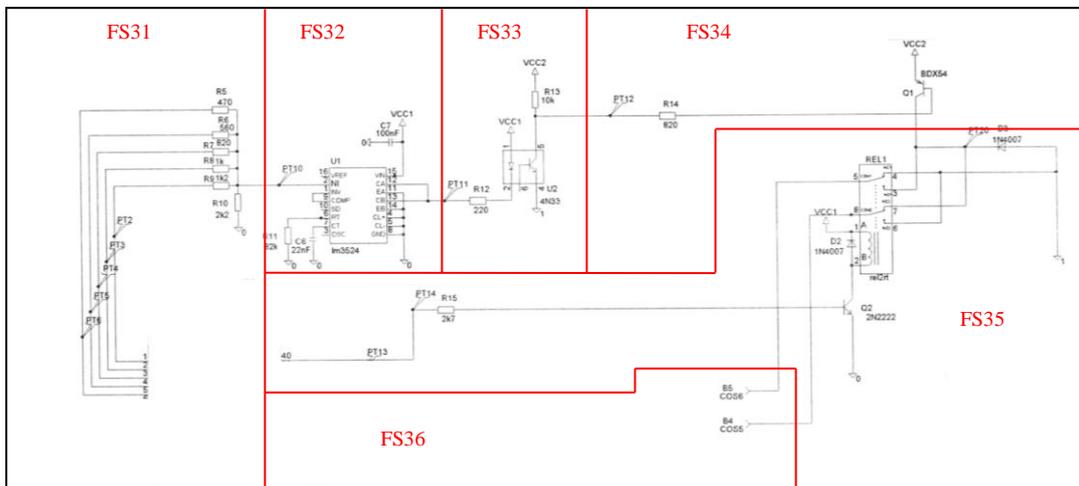
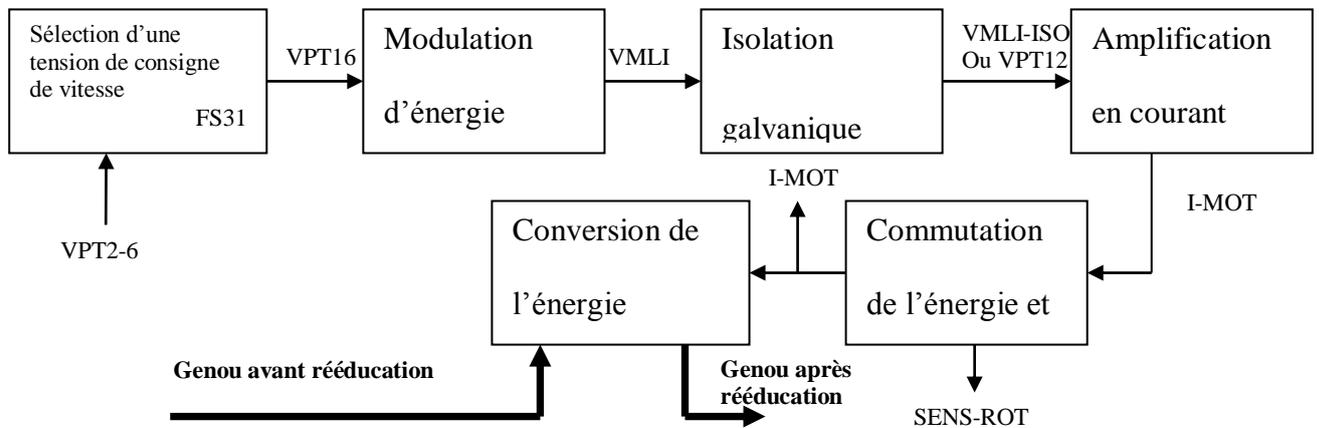
La deuxième, condition est que le port C ait un courant Imin de 3mA. Nous vérifions avec la loi des mailles :  $I_{Fmin} = \frac{V_{OHmax} - V_F}{470} = \frac{5-3}{470} \cdot 10^{-3} = 4,25mA$  (La valeur est juste de R17)

Le choix de la résistance est une couche de carbone, car elle se trouve très précis, peu de variation de la résistance dans le temps. Nous devons éviter que notre LED soit en surtension et elle nous permette de montrer la sélection de la vitesse au praticien.

### 4.3 Fonction FP3

#### a) Le but :

La fonction FP3 permet de contrôler la vitesse de rotation du moteur et pouvoir faire varier le moteur (COUR-NUM) et le changement de sens de rotation du moteur (SENS-ROT, VPT2-6).



#### b) La fonction FS31 : Sélection d'une tension de consigne de vitesse :

Cette fonction permet de commander cinq vitesses de réaliser le montage suivant :

Dans ce regroupement Rx est la vitesse changante, et R10 les valeurs données de 2,2kΩ.

Le courant entrant de la broche NI du lm3524 est de 10μA.

Nous disons que le pont diviseur de tension est le suivant :

$$VPT10 = VPTX \cdot \frac{R10}{R_x + R10}$$



$$\begin{aligned} VPT10(RX+R10) &= VPTX.R10 \\ VPT10RX + VPT10.R10 &= VPTX.R10 \\ VPT10.RX &= (VPTX - VPT10)R10 \\ R_x &= \frac{(VPTX - VPT10)R10}{VPT10} \end{aligned}$$

Nous avons comme donnée connue celle de VPTX qui est la tension sortant du microcontrôleur en état haut. Il relève dans la documentation que VOHmin est de 4,2V et VOHmax de 5V.

### **Calcul des résistances R5 à R9 :**

- Pour la vitesse lente la broche de l'atmel est PB0, la R9 est à trouver et notre VPT10 est de valeur 2,7V pour 130°/min :

$$\begin{aligned} R_{9\min} &= \frac{(4,2 - 2,7)2,2 \cdot 10^3}{2,7} = 1222 \Omega \\ R_{9\max} &= \frac{(5 - 2,7)2,2 \cdot 10^3}{2,7} = 1874 \Omega \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} R_{9\min} \\ R_{9\max} \end{aligned}} \right\} 1222 \leq R_n \leq 1874 \Omega \text{ donc on choisie } R_{9n} = 1200 \Omega$$

- Pour la vitesse moyenne1, la broche de l'atmel est PB3, la R8 est à trouver et notre VPT10 est de valeur 2,9V pour 150°/min :

$$\begin{aligned} R_{8\min} &= \frac{(4,2 - 2,9)2,2 \cdot 10^3}{2,9} = 986 \Omega \\ R_{8\max} &= \frac{(5 - 2,9)2,2 \cdot 10^3}{2,9} = 1593 \Omega \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} R_{8\min} \\ R_{8\max} \end{aligned}} \right\} 986 \leq R_n \leq 1593 \Omega \text{ donc on choisie } R_{8n} = 1000 \Omega$$

- Pour la vitesse moyenne2, la broche de l'atmel est PB2, la R7 est à trouver et notre VPT10 est de valeur 3,1V pour 170°/min :

$$\begin{aligned} R_{7\min} &= \frac{(4,2 - 3,1)2,2 \cdot 10^3}{3,1} = 780 \Omega \\ R_{7\max} &= \frac{(5 - 3,2)2,2 \cdot 10^3}{3,2} = 1237 \Omega \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} R_{7\min} \\ R_{7\max} \end{aligned}} \right\} 780 \leq R_n \leq 1237 \Omega \text{ donc on choisie } R_{7n} = 820 \Omega$$

- Pour la vitesse moyenne3, la broche de l'atmel est PB1, la R6 est à trouver et notre VPT10 est de valeur 3,3V pour 190°/min :

$$\begin{aligned} R_{6\min} &= \frac{(4,2 - 3,3)2,2 \cdot 10^3}{3,3} = 600 \Omega \\ R_{6\max} &= \frac{(5 - 3,3)2,2 \cdot 10^3}{3,3} = 1133 \Omega \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} R_{6\min} \\ R_{6\max} \end{aligned}} \right\} 600 \leq R_n \leq 1133 \Omega \text{ donc on choisie } R_{6n} = 620 \Omega$$

- Pour la vitesse rapide, broche de l'atmel est PB4, la R5 est à trouver et notre VPT10 est de valeur 3,5V pour 210°/min :

$$\begin{aligned} R_{5\min} &= \frac{(4,2 - 3,5)2,2 \cdot 10^3}{3,5} = 440 \Omega \\ R_{5\max} &= \frac{(5 - 3,5)2,2 \cdot 10^3}{3,5} = 943 \Omega \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} R_{5\min} \\ R_{5\max} \end{aligned}} \right\} 440 \leq R_n \leq 943 \Omega \text{ donc on choisie } R_{5n} = 470 \Omega$$

**Calcul des tensions VPT10 selon une vitesse désirée :**

On utilise la formule suivante :

$$VPT10 = VPTX \cdot \frac{R10}{R10 + RX}$$

**Bilan dans un tableau :**

Vitesses	VPT10 désirées	R théoriques	R(E12) nomalisés	VPT10 réelles
Lente	2,7V	1222	1200	2,72V
Moyenne1	2,9	986	1000	2,88V
Moyenne 2	3,1V	780	820	3V
Moyenne 3	3,3V	600	620	3,27V
Rapide	3,5V	440	470	3,46V

**Caractéristique technologie des résistance R5 à R10 :**

Nous choisissons comme technologie seul la couche de carbone, car le plus souvent utilisé et une des moins cher. Elle permet d'avoir une grande précision dans le temps.

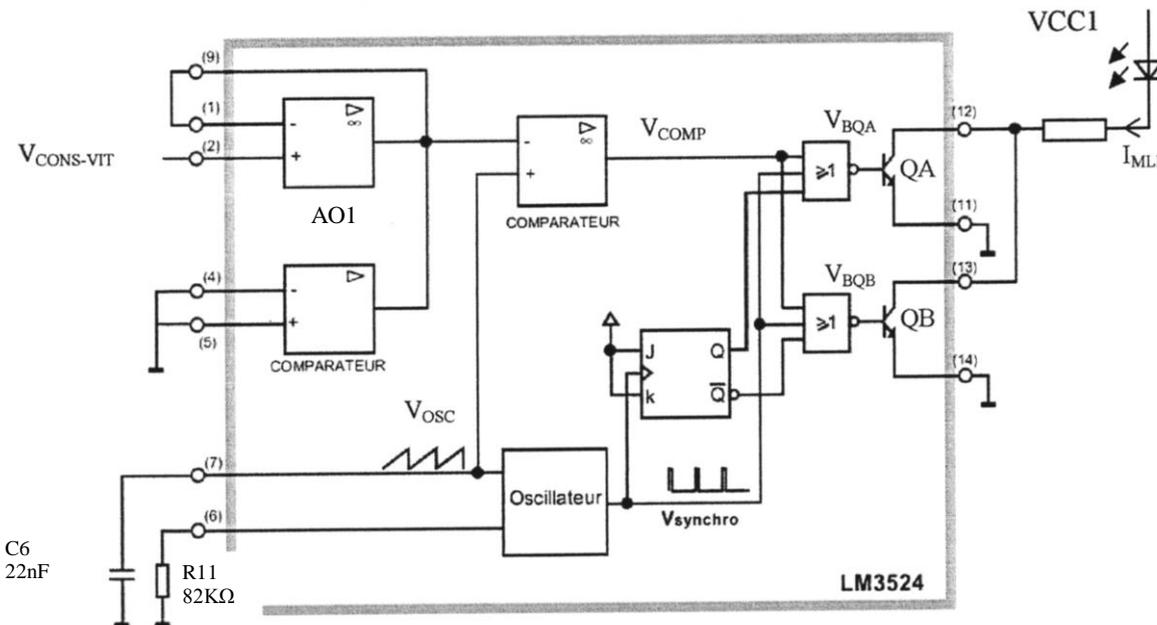
c) La fonction FS32 : Modulation d'énergie :

**But :** Le rôle du LM3524 permet de générer un rapport cyclique proportionnel à une tension. Pour cela nous créons un signal nommé M.L.I (Modulation Largeur d'impulsion) ou P.W.M (Pulse With Modulation). On affirme que le signal MLI est égal au rapport cyclique du moteur (duty cycle).

Nous devons produire un signal de commande pour changer la vitesse de rotation du moteur. On utilise pour cela un signal rectangulaire, cela donnera un signal de rapport cyclique donc la valeur est  $0 < \alpha < 1$  ou  $0\% < \alpha < 100\%$ .

Nous configurons que les broches du LM 3524 du constructeur sont bien en sortie 12 et 13.

**Caractéristique interne du composant :**



- **Un amplificateur en régime linéaire** (car il y a une réaction négative). Cette AOP est appelée un suiveur(AO1) car elle permet une adaptation d'impédance. On a dit que l'AOP est parfait car  $R_e = \infty$ ,  $i^+ = i^- = 0A$ ,  $R_s = 0$  et que l'AOP est en mode linéaire donc  $V^+ = V^-$ .

Nous voyons sur notre montage que  $V^+ = V^- = V_{\text{cons-vit}}$ .

- **2 amplificateurs en mode non linéaire ou comparateur** (car contre réaction positive). Le comparateur permet de comparer de tension d'entrée analogique  $V^+$  et  $V^-$  pour qu'il en ressorte une tension fixe.

Les amplificateurs vont avoir les caractéristiques suivantes :  $V^+ > V^-$  donc  $V_s = +V_{\text{sat}}$  et  $V^+ < V^-$  donc  $V_s = -V_{\text{sat}}$ .

- **Un oscillateur** est égal à une horloge qui permet de synchroniser les horloges du montage. Cet oscillateur convertit un signal d'entrée triangulaire en un signal rectangulaire de sortie (une impulsion).

- **Une bascule (Flip Flop) (JK)** permet de faire basculer une tension de sortie en état analogique.

On a comme table de vérité (TRUTH Table) :

CK	J	K	$Q_{n+1}$	$Q_{n+1}$	
↑	0	0	$Q_n$	$Q_n$	
↑	1	0	1	0	
↑	0	1	0	1	
↑	1	1	$Q_n$	$Q_n$	toggle
↕	X	X	$Q_n$	$Q_n$	

- **2 NOR** à 3 entrées qui permettent de choisir une tension en binaires

- **2 transistors bipolaires** de type PNP qui permettent de jouer le rôle de commutateur. Nous remarquons qu'il manque une résistance pour limiter le  $I_B$ . Les broches des connections des transistors sont attribués aux collecteurs (12) et (13) et aux émetteurs (11) et (14).

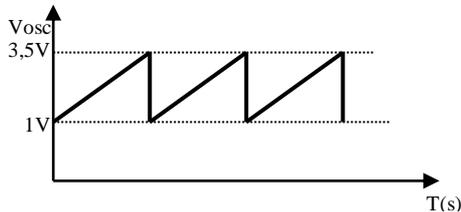
- Nous remarquons de plus que l'oscillateur est intégré dans le composant d'entrée broche (7) et (8), puis en sortie broche (3).

- Nous avons comme connection INV INPUT : broche 1 ; NI INPUT : broche 2 et COMP : broche 9.

**Représentation graphique des caractéristiques internes du composants :**

Nous remarquons que le condensateur  $C_6$  permet de charger le signal VOSC. Nous devons avoir un signal de VOSC triangulaire. I (le courant) est constant donc le condensateur se charge et se décharge linéairement. Nous disons que la décharge est négligeable car quelque  $\mu s$  (microseconde).

La formule utilisée est  $i \cdot dt = du_c \cdot C$  donc  $du_{osc} = \frac{i}{C} \cdot dt + V_i$ .



Faire les chronogrammes par rapport à schéma structurel su LM3524.

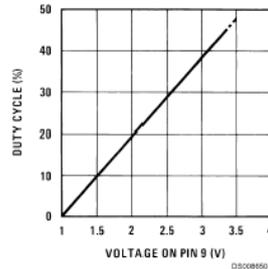
Table de vérité d'un nor :

Vcomp	Vsynchro	Q ou bar Q	S
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

## Voir les tracés :

Nous vérifions dans la documentation du constructeur que nous voulons en  $I_{MLI}$  un rapport cyclique. Nous remarquons que cette fonction permet de moduler la valeur moyenne du signal de sortie MLI (PT11) en fonction de la tension analogique VPT10.

Le principe admet bien de travailler dans un signal rectangulaire.



### MAXIM RATING du LM3524 :

On relève dans la documentation du constructeur que :

- La tension d'alimentation devra être au maximum de 40V donc notre schéma structurel aura une tension d'alimentation de 12V.
- Les sorties (12) et (13) du LM 3524 (broche CA et CB) sont des sorties à collecteur ouvert, ce qui signifie le besoin d'une résistance de rappel (Pull up, résistance de tirage).
- Le collecteur ouvert devra être représenté par le symbole suivant :  $\triangleleft$
- Sur les sorties il y aura des transistors nommés QA et QB sont alimentés par la tension venant de la résistance R12. R12 aura pour tension  $V_{cc1}$  :12V.
- Le courant de sortie pour chaque transistor.  $I_o=200mA$
- Le LM3524 a une puissance maximum de 1Watt.

### Calcul de valeur R11, C6,C7 :

#### 1) Calcul de R11 et C6 :

La fonction de la résistance R11 et de C6 permet de créer le signal d'oscillateur triangulaire. Nous relevons que R11 devra suivre les caractéristiques 1,8K $\Omega$  à 100K $\Omega$  et C6 de valeur 1nF à 100nF.

La formule de la constante du temps :  $C6R11$ .

$$\text{Le rapport cyclique est} = \frac{\text{rapport maximum.valeur de tension désiré}}{\text{valeur de tenion maximum}} = \frac{3,5.49\%}{3,9} = 44\%$$

Les valeurs choisies du composant sont les données suivantes C6 : 22nF et R11 : 82k $\Omega$ . On peut dire que les composants respect la condition ci-dessus.

#### 2) Calcul des valeurs particulières :

Nous cherchons la fréquence d'oscillation de VOSC.

$$\text{La formule utilisée est : } f_{osc} = \frac{1}{C6R11} = \frac{1}{22 \cdot 10^{-9} \cdot 82 \cdot 10^3} = 554Hz$$

Puis nous trouvons la valeur moyenne du courant  $I_{MLI}$  qui est proportionnel à la tension VPT10.

$$\text{Formule utilisée est : } \langle I_{MLI} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} I_{MAX} dt = \frac{1}{T} [I_{MAX} \cdot t]_0^{\alpha T} = \frac{1}{T} [(I_{MAX} \cdot \alpha T) - (I_{MAX} \cdot 0)] = I_{MAX} \cdot \frac{\alpha T}{T}$$

On détermine l'équation de  $V_{osc}$  :

Cherche du coefficient directeur :  $V_{OSC} : \frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{3,5 - 1}{T - 0}$

L'équation de la fonction est :  $V_{OSC} = \frac{2,5}{T} t + 1$

On prend un point (t1, VCONS-VIT) donc  $V_{CONS-VIT} = \frac{2,5}{T} t1 + 1$

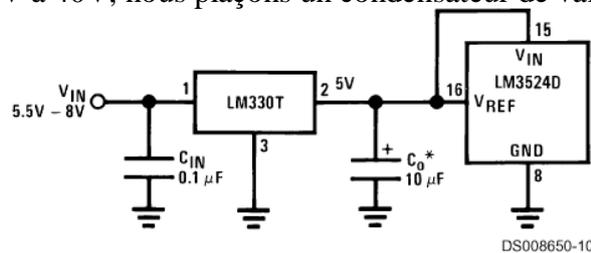
Alors  $\frac{t1}{T} = \frac{V_{CONS-VIT} - 1}{2,5}$

On a  $I_{MLI}$  qui dépend du rapport cyclique de  $V_{OSC}$  :

$$\langle I_{MLI} \rangle = I_{MAX} \cdot \frac{t1}{T} = \frac{V_{CONS-VIT} \cdot I_{MAX}}{2,5} - \frac{I_{MAX}}{2,5}$$

3) le condensateur C7 :

Nous pouvons justifier sa valeur car elle est marquée dans la documentation lm3524 ainsi que la tension VIN allant de 6V à 40V, nous plaçons un condensateur de valeur 100nF appelé découplage.(figure 1).



\*Minimum C<sub>0</sub> of 10 µF required for stability.

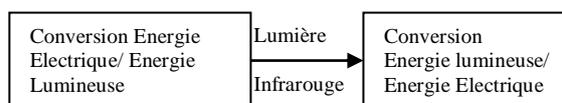
FIGURE 1.

Nous choisissons des condensateurs à diélectrique polyester pour la technologie du condensateur C6 et C7.(voir description page )

d) La fonction FS33 : isolation galvanique :

La fonction de U2 est un photocoupleur ou optocoupleur. Elle permet de faire une isolation galvanique qui a pour but de bloquer les problèmes venant du moteur quand LM 3524 sera abîmé. Si le moteur tourne toujours le genou est abîmé.

On peut écrire comme schéma pour l'optocoupleur :



1) Comprendre le fonctionnement dans le montage :

Nous disons que Q1 est un transistor darlington PNP qui permet d'amplifier le courant  $I_{MOT}$ .

On étudie le montage :

**Pour MLI : 0** il a une tension dans la diode de U2 ( $V_{CC2} - V_{MLI} = V_{U2}$ ). Le transistor de U2 est saturé alors il ne peut pas y avoir de  $M_{LI-ISO}$  (0,2V). Nous observons que Q1 se trouve saturé car courant entre dans la base (PNP). Le moteur alors fonctionnera.

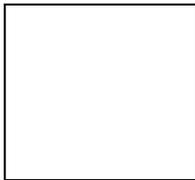
**Pour MLI : 1** il y n'a pas de tension, car aucune ddp dans la diode U2. Le transistor de U2 est bloqué alors il peut y avoir un  $M_{LI-ISO}$  ( $V_{CC2}$ ). Nous observons que Q1 se trouve bloqué. Le moteur ne fonctionne pas.

Voir tableau suivant :

MLI	Led de U2	Transistor de U2	MLI-ISO	Q1	Moteur
0	allumée	saturé	0	saturé	marche
1	éteint	bloqué	1	bloqué	arrêt

### 2) Calcul de R13 :

On nous donne dans la documentation du constructeur un  $V_{CEsat}$  de 1V pour un courant  $I_{Fmax}$  de 2mA lorsque le transistor de l'optocoupleur est saturé.



$$R_{13min} = \frac{V_2}{I_{Fmax}} = \frac{V_{cc2} - V_{CEsat(U2)}}{I_{Fmax}} = \frac{15-1}{2} \cdot 10^3 = 7K\Omega$$

On choisit une résistance R13n de 10KΩ.

### 3) Calcul de R12 :

Nous travaillons lorsque U7 se trouve saturé, donc Q1 saturé avec une tension  $V_{Ebsat}$  de 2,5V, puis la LED infrarouge a un état passant de valeur  $V_F = 1,5V$ . Dans cette condition la sortie du signal MLI est en état bas, le transistor a une tension de 0,7V. ( $V_{CEsat(U1)}$ ) lorsque le courant d'entrée MLI a une valeur maximum de 20 mA. Cette tension est égale au transistor de sortie QA ou QB du lm3524.

Cherchons la valeur du courant au collecteur du phototransistor. Nous utilisons pour cela la loi des nœuds :

$$I_{C(U7)} = I_{14} + I_{13}$$

On détermine chaque courant manquant :

$$I_{13} = \frac{V_{13}}{R_{13}} = \frac{V_{cc2} - V_{CEsat(U2)}}{R_{13}} = \frac{12-1}{10} \cdot 10^{-3} = 1mA$$

$$I_{14} = \frac{V_{14}}{R_{14}} = \frac{V_{cc2} - V_{Ebsat(Q1)} - V_{CEsat(U2)}}{R_{14}} = \frac{12-2,5-1}{820} \cdot 10^{-3} = 10,36mA$$

On en déduit que  $I_{C(U2)} = I_{14} + I_{13} = (1+10,36)10^{-3} = 11,36mA$

Nous déterminons le courant de base sur le coté de la led infrarouge. .

On écrit  $I_{C(U2)} = CTR_{min} \cdot I_{Fmin}$  (CTR : Current Transfert Ratio) ou taux de transfert

$$I_{Fmin} = \frac{I_{C(U2)}}{CTR_{min}} = \frac{11,36 \cdot 10^{-3}}{5} = 2,27mA$$

$I_{Fmax} = 60mA$  (documentation du constructeur de l'otocoupleur)

$$R_{12max} = \frac{V_{R16}}{I_{Fmin}} = \frac{V_{CC1} - V_{Fsat} - V_{CEsat(U1)}}{I_{Fmin}} = \frac{12-1,5-0,7}{2,27} \cdot 10^3 = 4,3k\Omega$$

$$R_{12min} = \frac{V_{R16}}{I_{Fmax}} = \frac{V_{CC1} - V_{Fsat} - V_{CEsat(U1)}}{I_{Fmax}(U2)} = \frac{12-1,5-0,7}{60} \cdot 10^3 = 163,3\Omega$$

$$R_{12n} = 220\Omega$$

Nous retrouvons la valeur voulue de la résistance R12 ce qui permet de faire diminuer le courant dans la base du photocoupleur.

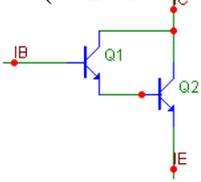
### 4) Choix des composants :

Nous avons choisi un optocoupleur de type photocoupleur qui a permis d'isoler une partie du circuit. Ce composant se trouve fiable dans le temps et permet de faire une isolation galvanique durable.

Nous choisissons des résistances à couche de carbone parce qu'elles ont l'avantages d'avoir un prix très avantageux et il permet aussi d'avoir une grande précision la valeur de la résistance.

e) La fonction FS34: Amplification en courant:

Cette fonction permet d'amplifier le courant  $I_{MOT}$  du moteur réducteur. Nous utilisons pour cela un transistor Darlington de type PNP. Le transistor darlington amplifie le courant supérieur à celle d'un transistor bipolaire classique. Démonstration par un schéma simple (voir ci-dessous) : nous utilisons la loi des nœuds :  $I_C + I_B = I_E$



On dit que  $I_E = \beta I_B + I_B = (\beta + 1) \cdot I_B$

On a  $I_C = I_{C1} + I_{C2} = I_B \cdot \beta_1 + I_{B2} \cdot \beta_2$

$I_C = I_B \cdot \beta_1 + I_{E1} \cdot \beta_2 = I_B \cdot \beta_1 + (\beta_1 + 1) \cdot I_B \cdot \beta_2 = I_B [(\beta_1 + \beta_2 \cdot (\beta_1 + 1))] = I_B (\beta_1 + \beta_2 \cdot \beta_1 + \beta_2)$

On a le coefficient de surintensité est égale à  $\frac{I_C}{I_B} = \beta_1 \cdot \beta_2 = \beta$  on a  $\beta_1 + \beta_1$  négligeable.

Nous observons que le coefficient de surintensité est très grand.

Nous relevons quelques caractéristiques de ce transistor BX54 :

- tension du collecteur émetteur maximum  $V_{CEO} = -45V$
- courant de bas maximum = 0,2A
- gain en courant minimum  $h_{FE} = 750$  pour  $V_{CE} = -3V$  et  $I_C = -3A$
- tension base de l'émetteur saturation :  $V_{BE} = -2,5A$

Calcul de la résistance R14 :

La résistance R14 permet de limiter le courant de base du transistor darlington.

Nous écrivons la loi de l'ohm suivante :

$$R_{14max} = \frac{V_{14}}{I_{14min}} = \frac{V_{cc2} - V_{EBsat}(Q1) - V_{CESat}(U2)}{I_{14min}}$$

La formule d'un transistor linéaire est :  $I_C = h_{femin} \cdot I_{Bmin}$

Nous disons qu' $I_C$  est égale à  $I_{MOT}$  qui a pour courant maximum 5A.

$$I_{B14min} = \frac{I_C}{h_{fe min}} = \frac{5}{750} = 6,6mA$$

$$R_{14max} = \frac{12 - 2,5 - 1}{6,6} \cdot 10^{-3} = 1,275K\Omega$$

$$R_{14min} = \frac{V_{14}}{I_{B14max}} = \frac{V_{cc2} - V_{EBsat}(Q1) - V_{CESat}(U2)}{I_{B14max}} = \frac{12 - 2,5 - 1}{0,2} = 47,5\Omega$$

On choisit une résistance à couche de carbone de résistance nominale de 820 ohms.

On vérifie si le transistor darlington PNP est saturé.

1) On calcule :  $I_{Cmax} = 5A$

2) On calcule :  $I_{Bmin} = \frac{I_C}{h_{fe min}} = \frac{5}{750} = 6,6mA$

3) Calcul du courant  $I_{B14}$  (coté de la base) :  $\frac{V_{14}}{R_{14}} = \frac{V_{cc2} - V_{EBsat}(Q1) - V_{CESat}(U2)}{R_{14}} = 10,4mA$

4) Nous disons que : si  $I_{B14} < I_{Bmin}$  alors le transistor n'est pas saturé  
si  $I_{B14} > I_{Bmin}$  alors le transistor est saturé comme dans notre cas

f) La fonction FS35 : Commutation de l'énergie et isolation galvanique :

**But :** Cette fonction secondaire permet de changer le sens de rotation du moteur.

1) Comprendre le fonctionnement dans le montage :  
 On travaille avec un relais dans cette partie d'étude.  
 On étudie le principe :

MLI	SENS-ROT	Led U2	transistor U2	Q1	Q2	relais REL1	Umoteur	figure
0	0	allumé	saturé	saturé	bloqué	non alimenté	négatif	1
1	0	éteint	bloqué	bloqué	bloqué	non alimenté	négatif	2
0	1	allumé	saturé	saturé	saturé	alimenté	positif	3
1	1	éteint	bloqué	bloqué	saturé	alimenté	positif	4

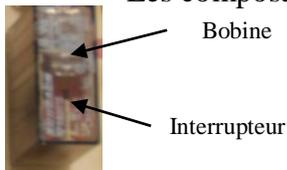
2) Fonctionnement du relais:

Un relais est un composant électromagnétique permettant l'ouverture ou la fermeture d'interrupteurs électriques par un signal de commande. Il comporte donc deux parties électriquement indépendantes, mais couplées électromécaniquement :

- une partie de commande comportant à une bobine
- un ou plusieurs commandes

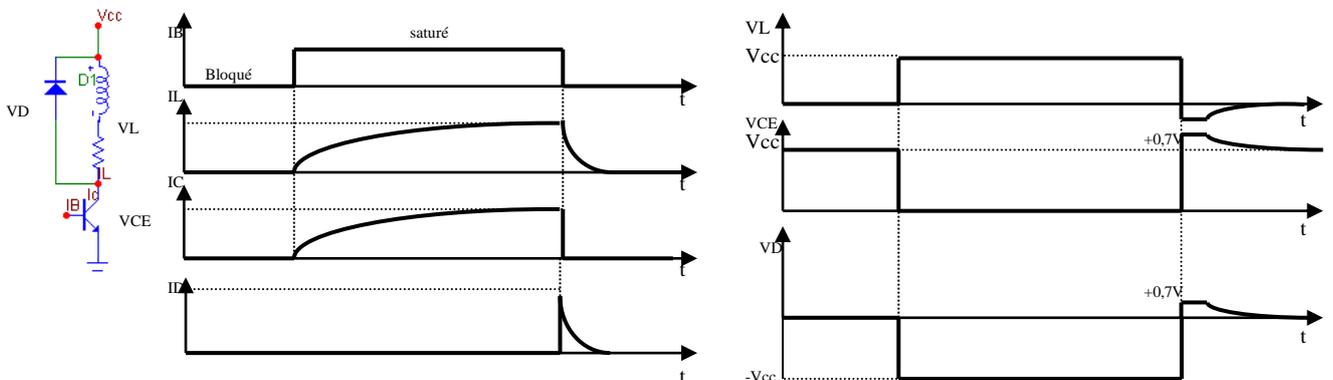
Sur les schémas le relais est représenté au repos donc l'interrupteur est ouvert. Lorsque nous alimentons le relais l'interrupteur se ferme cela s'appelle l'état de travail.  
 Nous savons que le relais est constitué d'une résistance interne en série avec une bobine L.

Les composants sont les suivants :



Lorsque la bobine est alimentée, elle produit un champ magnétique qui attire une lamelle métallique. Cette action mécanique permet de fermer le contact de l'interrupteur. Lorsque la bobine n'est plus alimentée, les interrupteurs reprennent la position de repos.

Caractéristique des courbes du relais :



Avantage du relais :

L'avantage du relais est de permettre une très bonne isolation galvanique. En effet, à chaque commutation des interrupteurs, le circuit commandé (circuit qui a la bobine du relais) risque de créer des perturbations (parasites), mais grâce à ce relais pas répercussion sur le circuit de commande. (le circuit avec les interrupteurs).

Caractéristique du relais suivant :

La résistance interne du relais est 270Ω et la tension d'alimentation de 12V.

Choix d'un relais :

Coté commande :

- tension alimentation

- courant maximum supportable par la bobine

Coté contact (interrupteur)

- le type d'interrupteur
- la tension de service aux bornes de l'interrupteur
- le courant maximum pouvant circuler dans la bobine du relais

3) Le rôle de la diode D2 :

La diode D<sub>2</sub> est une diode de roue libre qui permet de protéger le transistor des surtensions venant de la bobine du relais lorsque le transistor est en état bloqué.

$$\text{On peut écrire : } VL = \frac{di}{dt} \cdot L = L \cdot \frac{-V_{cc}}{0} = -\infty$$

*Elle a pour caractéristique :*

- Une tension de seuil : 1,1V pour un courant maximum de  $I_F = 1A$
- Une tension directe maximum :  $V_R = 1000V$
- Tension de pointe répéter inverse  $V_{RRM} = 1000V$
- Courant instantané maximum  $I_{FSM} : 20A$

Nous prenons la diode 1N4007 car elle est alimentée avec une tension de 12V. La tension est inférieure à 1000V.

Puis un courant max direct de 44,44mA alors  $< 1A$ .

4) Le rôle de la diode D3:

La diode D3 permet décharger la bobine du moteur, lorsque Q1 est bloqué. Nous savons que le moteur est constitué d'une bobine L et d'une résistance en série. Nous observons que lorsque Q2 est saturé, la diode D3 se trouve bloquée.

Nous avons pris comme diode 1N4007 et qui à les mêmes caractéristique que diode D2.

5) Le transistor Q2 :

Le transistor Q2 permet le changement du sens de la rotation du moteur. Par la suite il permet de mettre les interrupteurs du relais en régime travail.

Nous voulons un courant sortant du microcontrôleur, alors nous utilisons un transistor bipolaire de type NPN.

On relève quelques informations :

$V_{BE} = 1,3V$  pour  $I_c = 150mA$  et  $I_b = 15mA$

$V_{CEsat} = 0,4V$  pour  $I_c = 150mA$  et  $I_b = 15mA$

$\beta_{min} = 100$  coefficients de surintensité

6) La résistance R15 :

Cette résistance permet de limiter le courant de la base du transistor et de pouvoir avoir un état saturé de Q2.

Nous relevons dans la documentation du relais (rel2rt) les caractéristiques suivantes :

On a relevé R résistance interne du relais de valeur  $270\Omega$  et tension alimentation de 12V.

$$\text{Nous allons déterminer son courant } I_c = \frac{U}{R} = \frac{12}{270} = 44,44mA$$

On détermine ensuite le courant  $I_{Bmin}$  du transistor NPN. Nous utilisons la loi de la linéarisation :  $kI_c = \beta_{min} \cdot I_{Bmin}$

Les données sont  $\beta_{min} = 100$  dans la documentation du transistor avec un coefficient de sursaturation de 2.

$$I_{Bmin} = \left( \frac{I_C}{\beta_{min}} \right) k = \left( \frac{44,44 \cdot 10^{-3}}{100} \right) 2 = 888,88 \mu A$$

Nous utilisons ensuite la loi des mailles sur la partie de la base.

On écrit :  $V_{OH(IC1)} - R15 \cdot I_B - V_{BE} = 0$

$$R15_{max} = \frac{V_{OH(IC1)} - V_{BE}}{I_{Bmin}} = \frac{4,2 - 1,3}{888,88} \cdot 10^6 = 3,263 k\Omega$$

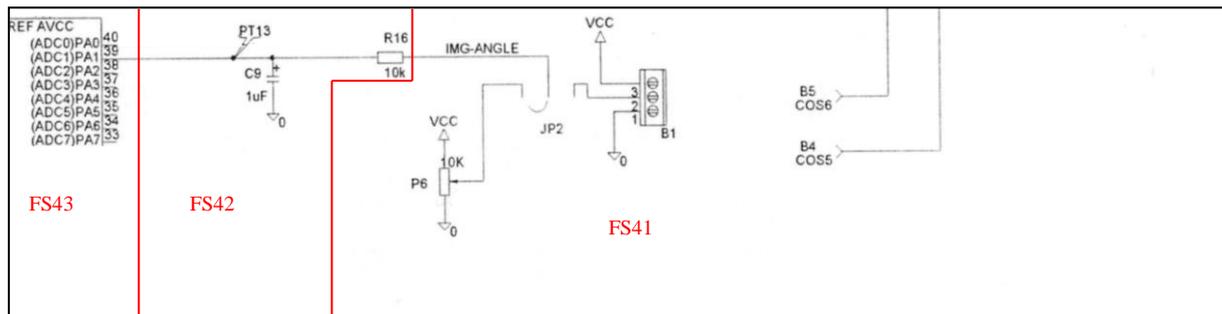
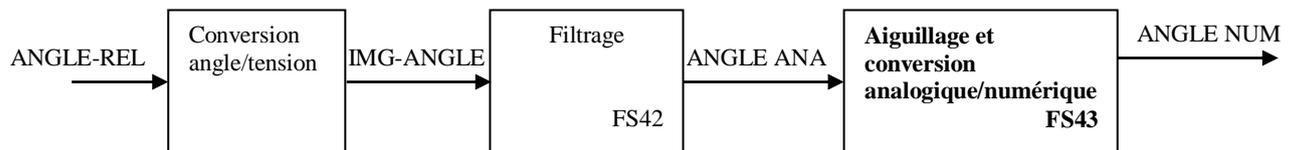
On choisit une valeur normalisée de R15n de 2,7kΩ.

Nous prenons comme technologie de résistance une couche de carbone, de valeur normalisée de 2,7 kΩ en série E12.

#### 4.4 Fonction FP4

a) Le but :

Son rôle est de donner la position du genou (par les angles donc goniomètre) sous la forme de 10 bits. ( dix fils de sorties)



b) Fonction FS41 : conversion angle/tension :

Nous disons que ANGLE-REL a un signal de sortie et un angle relatif indiqué par le goniomètre. C'est la valeur indiquée réel sur l'attelle de rééducation.

L'IMG-ANGLE est une tension analogique de l'image de l'angle relatif.

1) Branchement du moteur réducteur :

Nous allons utiliser des cosses banane permettant de faciliter le branchement et débranchement du moteur. Elles sont très pratique parce que nous pouvons utiliser les fils de bureau.

Soit



2) Le bord à 3 entrées du moteur réducteur :

Ce composant donne la position angulaire du capteur appelé le potentiomètre. Ce potentiomètre est branché sur la broche du milieu du bordi. Elle permet de faire une rotation linéaire du potentiomètre (berceau jambier, berceau crural, le corps du potentiomètre est solidaire du berceau crural).



### 3) Le potentiomètre P6 :

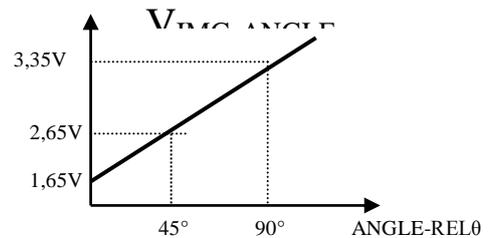
On voit que le potentiomètre P6 permet de faire varier la tension du moteur, donc la vitesse du moteur manuellement. De même, on met un cavalier JP2 selon le cas voulu à l'angle réel ou à l'angle analogique.

Il aura comme choix ce potentiomètre :

- la technologie : potentiomètre multitours.
- la valeur de sa résistance (E3) : 10kΩ
- sa puissance : 0,75W
- sa loi de variation : linéaire



Nous avons comme courbe pour cette loi de variation :



On détermine l'équation suivante :

$$V_{\text{IMG-ANGLE}} = \frac{1,85}{45} \theta + 1,65$$

#### Démonstration :

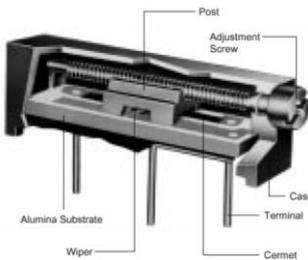
On pose  $V_{\text{IMG-ANGLE}} = \alpha \theta + b$

On cherche :  $\alpha = \frac{\Delta u}{\Delta \theta} = \frac{3,35 - 2,5}{90 - 45} = \frac{0,85}{45}$

Puis il y a  $V_i = 1,65$  soit  $b$ .

Donc  $V_{\text{IMG-ANGLE}} = \frac{0,85}{45} \theta + 1,65$

Nous remarquons que ce potentiomètre est constitué de la façon suivante voir dessin :



Nous avons posé la plaque de constance entre la vis et le matériau. Le contact entre vis et matériau plus ou moins important ce qui permet de créer la valeur voulue de la résistance ajustable. Nous voyons qu'il y a du fil qui permet de créer l'action électromagnétique. Nous voyons que le schéma équivalent d'une résistance est égale à une résistance interne et a une bobine plus un condensateur en parallèle de ces deux composants. Lorsque le curseur (Post) est avancé ou reculé, il entraîne l'augmentation ou baisse la résistance. Ce procédé est effectué dans le potentiomètre avec le curseur qui entraîne le fil de contact (la bobine). Cela permet de produire un champ magnétique plus ou moins grand. Nous avons comme caractéristique d'avoir au minimum 0Ω ou 10kΩ.

Nous allons expliquer son fonctionnement simplifié avec deux résistances en série.

**Nous posons  $V_x$  tension à la borne de la résistance du potentiomètre.**

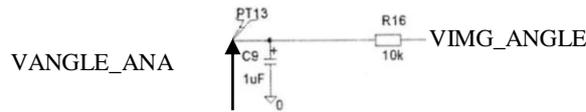
**La loi du pont diviseur de tension est :**  $V_x = \frac{P + R_2}{R_2 + R_1 + P}$

Nous aurons pour cela  $\alpha P = P_x$  valeur de la résistance à l'instant donné, et  $\alpha$  coefficient de réglage du potentiomètre. Ce coefficient devra avoir  $0 < \alpha < 1$  ou  $0\% < \alpha < 100\%$  de la capacité du potentiomètre. Nous voyons pour la résistance  $R_2$  est  $1 - \alpha$  et  $R_1 = \alpha$ .

#### c) **Fonction FS42 : Filtrage :**

Nous disons que  $IMG\_ANGLE$  est une tension analogique d'image de l'angle relatif.  $ANGLE\_ANA$  est une tension analogique d'image de l'angle relatif filtrée. On utilisera un filtre passe bas permettant d'enlever les parasites du 50HZ pouvant circuler sur le câble reliant la partie électronique à l'attelle d'une cinquantaine de centimètre.

Nous utilisons un filtre avec le schéma suivant :



Calcul théorique :

On travaille avec un signal sinusoïdal venant de la prise électrique.

Nous utilisons la loi du pont diviseur de tension avec les nombres complexes :

$$\underline{T} = \frac{VIMG\_ANGLE}{VANGLE\_ANA} = \frac{ZC_9}{ZR_{16} + ZC_9}$$

on veut un 1 en dénominateur

$$\underline{T} = \frac{VIMG\_ANGLE}{VANGLE\_ANA} = \frac{\frac{ZC_9}{ZC_9}}{\frac{ZR_{16}}{ZC_9} + \frac{ZC_9}{ZC_9}} \text{ on sait que } \underline{YC_9} = \frac{1}{ZC_9}$$

$$\underline{T} = \frac{1}{ZR_{16}YC_9 + 1} \text{ avec } \underline{ZR_{16}} = R16 \quad \underline{YC_9} = C_9\omega j \text{ et}$$

$$\underline{T} = \frac{1}{1 + C_9R_{16}\omega j}$$

On détermine la bande passante du filtre passe bas passif :

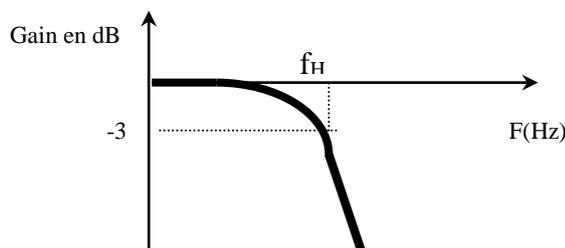
$$\frac{\hat{T}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

On a pour module de ce filtre :  $T = \frac{1}{\sqrt{1^2 + (C_9R_{16}\omega)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$  à  $G = -3 \text{ dB (décibel)}$

Alors nous avons comme pulsation de coupure haute :  $\omega_H = \frac{1}{R_{16}C_9}$

Donc la fréquence de coupure est égale à :  $f_H = \frac{1}{2\pi R_{16}C_9}$

Nous pouvons tracer notre diagramme de Bode :



Plus : $f \rightarrow 0$	$T=1$	$G=0$	$\varphi=0$
$F=f_H0$	$T= \frac{1}{\sqrt{2}}$	$G=-3\text{dB}$	$\varphi=-\frac{\pi}{4}$
$f \rightarrow \infty$	$T=0$	$G=-\infty$	$\varphi=-\frac{\pi}{2}$

Nous allons déterminer par un signal d'entrée quelconque, d'avoir en sortie que la valeur moyenne (donc un signal continue). Il servira à permettre de faire convertir le CAN (convertisseur analogique numérique) et de pouvoir créer la bonne conversion sans problème. Nous devons pour cela bloquer le signal d'entrée en coupant le signal de sortie pour garder les fréquences inférieures à la fréquence de coupure. Exemple la décomposition du signal sinusoïdal s'écrit :  $u(t)=5+24,8\sin(\omega t + \varphi) + 12.48 \sin(2 \omega t + \varphi) + \dots$

Avec le filtre, il ne restera que la valeur moyenne de 5V.

Nous calculons une fréquence de coupure inférieure à 50Hz.

On pose C<sub>9</sub> en série E12 de 1 μF et de type condensateur électrolytique à électrodes aluminium.

Puis nous utilisons la formule suivante :

$$R_{19\min} = \frac{1}{2\pi f_H C_9} = \frac{1}{2\pi 50 \cdot 10^{-6}} = 3,18\text{k}\Omega \text{ et } R_n = 33\text{ k}\Omega$$

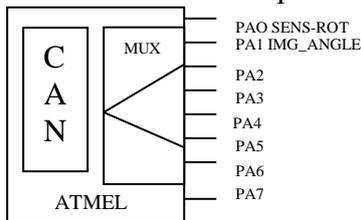
Nous prenons une résistance du type de couche de carbone, sa valeur normalisée est de 10kΩ. Cette valeur permet bien d'enlever le parasite du 50Hz. On calcule pour cette résistance la

nouvelle fréquence de coupure. On pose  $f_H = \frac{1}{2\pi R_{16} C_9} = \frac{1}{2\pi 10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}} = 15,92\text{Hz}$

**d) La fonction FS43 : Aiguillage et conversion analogique/numérique :**

Elle permet de convertir un signal analogique en un signal de sortie numérique donc nous utilisons un CAN ou ADC. Alors on a besoin de la fonction FS43 créée par le micro-contrôleur (at90s8535).

Nous avons comme représentation de l'intérieure :



Nous relevons dans la documentation du microcontrôleur : la tension AREF permettant de calculer son quantum.

Nous voyons que VAREF est branché sur le microcontrôleur à l'alimentation VCC de 5V.

Nous savons que ce convertisseur analogique numérique permet d'avoir un signal de 10 bits.

Nous connaissons la formule pour le quantum :

$$Q = \frac{U_{REF}}{2^n} = \frac{5}{2^{10}} = 4,88\text{mV} .$$

$$\text{la résolution} = \frac{Q}{PE} 100 = \frac{100}{(2^n - 1)} = \frac{4,88 \cdot 10^{-3}}{5} 100 = 0,0976\%$$

$$\text{Code} = \frac{\text{tension entrée}}{\text{pas de progression}} = \frac{VIM - ANGLE}{Q}$$

$$\text{Code}(N) = \frac{\frac{0,85}{45} \theta + 1,65}{\frac{U_{REF}}{2^n}} = \frac{\frac{0,85}{45} \theta + 1,65}{5} 1024 \quad \text{donc } \theta = \left( \frac{N \cdot 5}{1024} - 1,65 \right) \frac{45}{0,85}$$

Nous posons comme :

code minimum : 00 0000 0000<sub>2</sub> = 0<sub>10</sub>

$$VIMG\_ANGLE = \text{le code} \cdot \frac{V_{AREF}}{1024} = 0 \cdot \frac{5}{1024} = 0\text{V}$$

code maximum = 11 1111 1111<sub>2</sub> = 1023<sub>10</sub>

VIMG\\_ANGLE = 5V

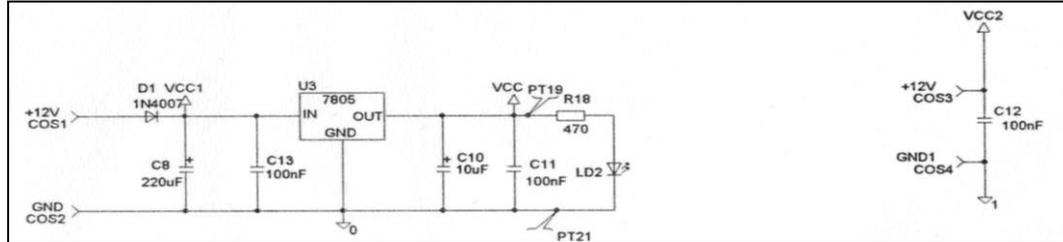
Autre exemple de calcul : pour un angle de 30°

$$V_{\text{IMG-ANGLE}} = \frac{0,85}{45} 30 + 1,65 = 2,2166\text{V}$$

#### 4.5 Fonction FA

##### a) Le but :

La fonction FA permet de fournir des tensions continues  $V_{cc} : 5\text{v}$ ,  $V_{cc1} : 12\text{V}$ ,  $V_{cc2} : 12\text{V}$ .



##### b) Montage avec le régulateur LM7805CT :

Le régulateur de tension 7805 permet de fournir aux différentes fonctions de la partie commande de tension  $V_{cc}=5\text{v}$ .

##### 1) La diode D1 :

Cette diode protège le montage contre les inversions de polarité et de la décharge des condensateurs à travers le régulateur. Le régulateur ne fonctionne pas, lorsque la diode est bloquée (quand cathode se trouve supérieur à la tension de l'anode et est égale à un interrupteur ouvert).

Nous avons comme caractéristique de cette diode 1N4007 voir la diode D2.

##### 2) Le condensateur C8 :

Ce condensateur permet de filtrer le signal d'entrée est de n'avoir qu'un signal continue à sa borne. A la borne positive de ce condensateur se trouve une tension de 12V continue. Pour protéger le condensateur C8 nous avons dû mettre une diode de protection car le condensateur est fait d'une technologie d'électrolytique à anodes aluminium. Le branchement se fait à l'envers d'où destruction de ce composant par sa tension inverse. Le phénomène observé lors de coupures instantanées, donc le temps se trouve de valeur 0V. On peut écrire la relation du condensateur pour un courant constant.

$$Q = du.C = i.dt$$

$I = \frac{du}{dt} C$  on aura (du) égale à une fonction affine U.t car nous dérivons et nous trouvons U une constante multiplier à une autre constante.

On voit dans notre cas lorsque  $t = 0$  nous obtenons  $\frac{du}{dt} \rightarrow \infty$ . Ce phénomène produit donc un

arc électrique. Cet arc électrique se produit quand il a une grande variation de la dériver du condensateur d'où l'installation de la diode D1 qui a pour état de bloquer.(C8 inversé). Alors nous prenons une valeur normalisée du condensateur C8, qui est donnée par le constructeur du régulateur de tension LM7805CT.

##### 3) Le condensateur C13 :

Ce condensateur C13 permet de stabiliser la tension d'entrée, d'évite les parasites sur les pistes et d'enlever les microcoupures de l'alimentation lors de son effet transitoire. Nous savons qu'une piste peut être représenté d'une bobine en série avec une résistance et un condensateur. Résistance et bobine sont très petites. Avec ce composant on a créé un filtre passe bas qui permet d'avoir en sortie le signal continue. Ce condensateur a la particularité de se charger instantanément, car la résistance de la piste se trouve négligeable. La valeur finale instantanée du condensateur est de 12V.

Nous avons choisi ce condensateur C13 appelé de découplage et qui a pour valeur de normalisé de 100 nF. (voir les caractéristiques du condensateur C1).

#### 4) Le régulateur LM7805 :

But : Un régulateur fournit une tension de 5V qui alimente tout le circuit intégré avec une tension de sortie inférieure à la tension entrée. L'intérêt est de disposer d'une tension de sortie stable, et sa valeur de tension ne dépend pas du courant de sortie, ni de l'ondulation de la tension d'entrée, ni de sa température.

Avantage : Facilite la mise en œuvre, bon contrôle des ondulations, tension de sortie constante, possibilité de réglage de la tension de sortie.

Inconvénients : souvent nécessaire d'adjoindre un système de refroidissement (dissipateur), sont utilisation en moyenne puissance à cause de son faible rendement. Ce faible rendement est dû à la perte de chaleur survenue de l'effet Joule.

#### Quelques caractéristiques :

Nous choisissons un régulateur avec un boîtier T0 220, appelé : LM7805CT qui a pour caractéristique :

- Tension de sortie de 5V ( $V_{out}$ )
- Tension d'entrée comprise entre 7,5 à 20V ( $V_{in}$ )
- Puissance maximum de 15W
- Courant de sortie maximum de 1A
- Résistance thermique jonction à boîtier de  $4^{\circ}\text{C}/\text{W}$  ( $R_{th_{JB}}$ )
- Résistance thermique boîtier à ambiant de  $50^{\circ}\text{C}/\text{W}$  ( $R_{th_{BA}}$ )
- $T_{J_{max}}$  est de  $125^{\circ}\text{C}$

#### Calcul de la nécessité d'un radiateur ou pas :

Formule utilisée :

$$T_J - T_A = (R_{th_{JB}} + R_{th_{BA}})P$$

P : la puissance dissipée par le régulateur de tension LM7805CT et qui a pour courant maximum 20 mA.

Nous écrivons :  $P = (\text{tension entrée du régulateur} - \text{tension de sortie du régulateur})I_F = (V_{in} - V_{out}) \cdot I_F = (12-5) \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0,14 \text{ mW}$ .

La valeur de  $T_A$  est  $25^{\circ}\text{C}$ ,

$$T_J = (R_{th_{JB}} + R_{th_{BA}})P + T_A = (4+50) \cdot 0,14 \cdot 10^{-3} + 25 = 25^{\circ}\text{C}$$

Nous voyons que grâce à  $T_J < T_{J_{max}}$  nous nous n'avons pas besoin de dissipateur donc bon choix du type de boîtier.

#### 5) Le condensateur C10 :

Ce condensateur permet de stabiliser la tension de sortie de 5V et d'enlever les parasites de haute fréquence. Sa valeur est donnée par le constructeur du régulateur et pour valeur 10  $\mu\text{F}$  et une technologie d'électrolytique à anodes aluminium.

#### 6) Le condensateur C11 :

Ce condensateur permet de filtrer la tension de sortie et d'obtenir une meilleure stabilité de la tension en sortie. Nous choisissons une technologie diélectrique polyester.

#### 7) Justification de l'allumage de la diode LD2 :

La diode électroluminescente permet de savoir si le circuit se trouve alimenter ou pas. Nous utilisons une LED ou DEL de couleur rouge pour permettre une meilleure luminosité et relevons les caractéristiques suivantes :  $I_F = 20\text{mA}$  et  $V_F = 3\text{V}$  (seuil de la diode)

Nous calculons la résistance R18 permettant de limiter le courant dans la diode LD2.

Nous utilisons la loi des mailles :  $V_{cc} - R18 \cdot I_{F_{max}} - V_F = 0$

$$R_{18\min} = \frac{V_{CC} - V_F}{I_{F\max}} = \frac{5 - 3}{20} \cdot 10^3 = 100\Omega$$

Nous choisissons une valeur de résistance supérieure à  $R_{18\min}$ , et pour valeur normalisée en série E12 de  $470\ \Omega$

Nous aurons pu prendre une résistance de valeur normalisé en série E12 de valeur  $220\ \Omega$  qui donne le même résultat.

c) Montage avec C12 :

Ce condensateur permet obtenir une tension de  $12\ V$  stable avec une tension d'entrée sur les cosses (cos3 et 4). Le condensateur se charge instantanément jusqu'à la valeur de l'asymptote de  $12V$ , se stabilise dans le temps et donne une tension d'alimentation des composants. Nous prenons comme valeur normalisée du condensateur de capacité :  $100nF$ . On choisit une technologie diélectrique polyester.