

Eléments schématiques de base

Table des matières

ELEMENTS SCHEMATIQUES DE BASE	1
1.1 POINTS DE MESURE	3
1.2 CONNECTEUR JTAG	3
1.3 QUARTZ EXTERNE	4
1.4 ALIM DE LA PARTIE ANALOGIQUE (ADC) ET DE LA REFERENCE DE TENSION DE L'ADC	4
1.5 POUSSOIRS	5
1.6 PULLUPS	5
1.7 INTERRUPTEURS	6
1.8 SERIAL TO USB (+ PROTECTION CONNECTEUR US)	6
1.9 ENTREES ANALOGIQUES	7
1.10 ENTREES DIGITALES	8
1.11 SORTIES DIGITALES	8
1.12 DRIVE D'UN ELEMENT AYANT BESOIN D'UN COURANT PLUS ELEVE QU'UNE SORTIE CMOS	9
1.13 SORTIES ANALOGIQUES	11
1.14 CONDENSATEURS DE DECOUPLAGE	12
1.15 CONVERTISSEUR DE NIVEAU (LEVEL SHIFTER)	13
1.16 ISOLATION D'UNE BATTERIE EN CHARGE ET ALIMENTATION	14
1.17 ON/OFF DE L'ALIMENTATION D'UN CIRCUIT OU D'UN CAPTEUR	17
1.18 PROTECTION CONTRE LE MONTAGE INVERSE D'UNE BATTERIE	20

1.1 Points de mesure

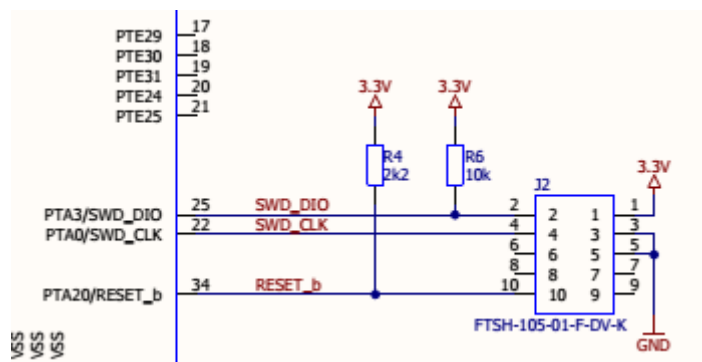
D'une manière générale il faut prévoir des points de mesure permettant de mesurer facilement les éléments sensibles de votre système, on pense ici au bus I2C, SPI, UART, etc...

Au niveau de l'alimentation il faut aussi prévoir un point « d'injection » d'une alimentation externe au cas où votre alimentation disfonctionne.

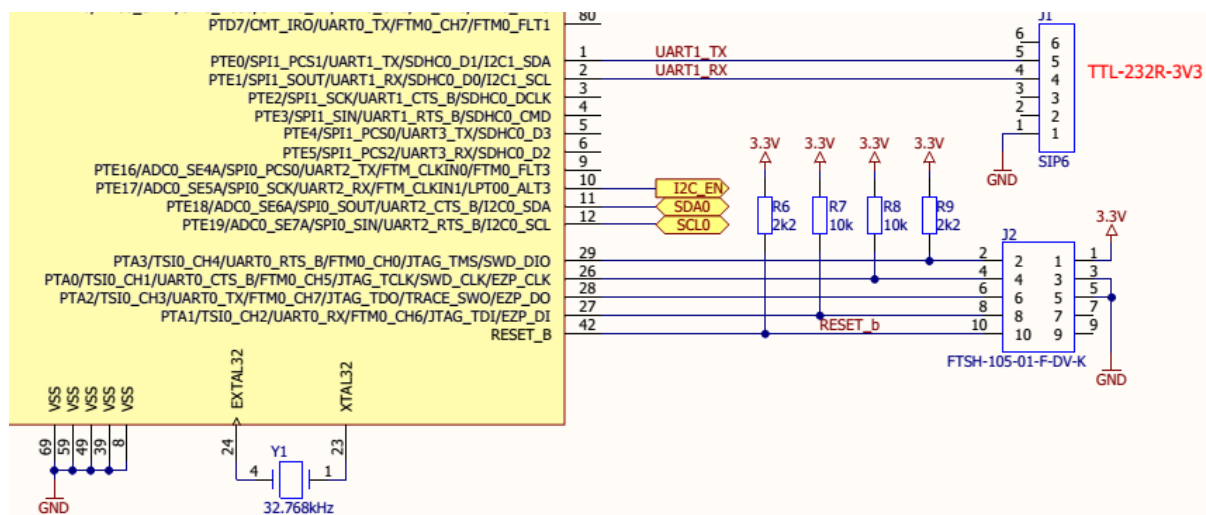
1.2 Connecteur JTAG

Vérifiez votre connecteur JTAG, s'il est faux impossible de programmer le uP ! Le connecteur ci-dessous est compatible avec le boîtier JTAG Pe-Micro que l'on utilise.

Exemple JTAG d'un Cortex M0+ (KLxx chez Freescale) :

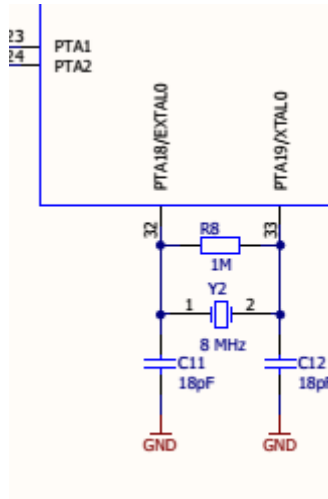


Exemple JTAG d'un Cortex M4 (MKxx chez Freescale) :



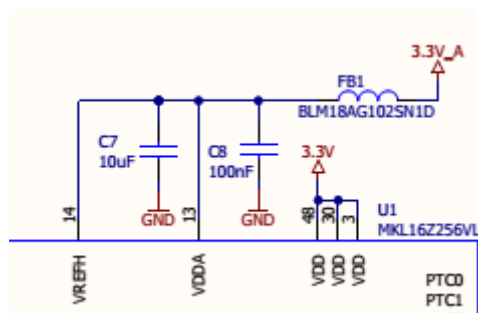
1.3 Quartz externe

Dans l'absolu le quartz interne peut être utilisé avec les uP Kinetis, mais l'on met tous les atouts de notre côté, on prévoit aussi un quartz externe, quitte à ne pas souder les composants, mais au moins nous avons une alternative, c'est un prototype pas un produit fini ! Pas de clock CPU = rien ne fonctionne !



1.4 Alim de la partie analogique (ADC) et de la référence de tension de l'ADC

- Plusieurs cas de figure se présentent. Pour une précision moyenne 10/12 bits :



La ferrite de bead se comporte comme une résistance, mais sans la chute de tension et supprime le bruit haute fréquence ! Ce schéma est le schéma classique passe-partout. En principe on utilise un régulateur 3.3V linéaire uniquement pour cette alimentation. Mettre les condensateurs et la ferrite proches des pattes !

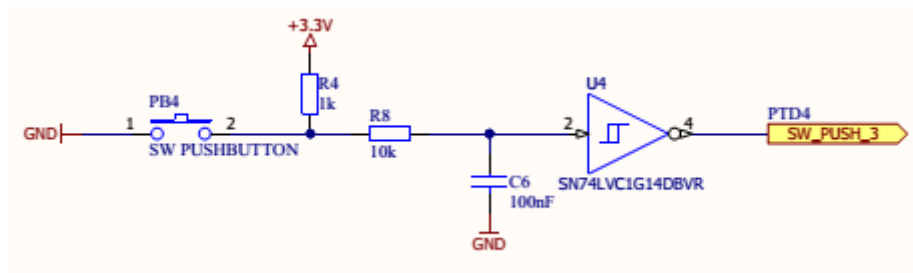
- Si la précision est vraiment secondaire, on peut omettre la ferrite et mettre deux condensateurs de 100nF sur VREFH et VDDA → tout prêt des pattes !

- Si la précision doit être importante, il faut utiliser une référence de tension externe (par exemple <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>) sur VREFH et alimenter VDDA comme ci-dessus.

Dans tous les cas il faut un régulateur linéaire pour le 3.3V analogique et pas un switching !

1.5 Pousoirs

Le schéma recommandé est un schéma avec un RC (10k, 100nF) et un trigger de schmitt pour les antis rebonds, merci d'utiliser celui-là (même si l'entrée du uP contient un schmitt trigger, toutes les chances de notre côté toujours) :



1.6 Pullups

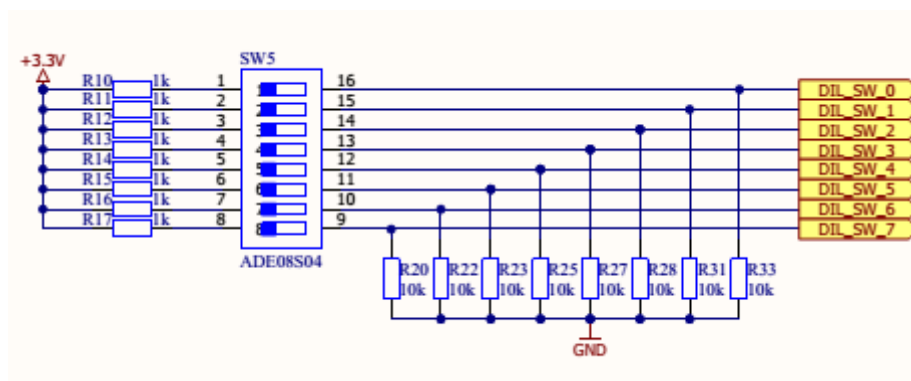
La pullup est un savant mélange entre consommation et immunité au bruit !

La pullup de 10k est la pullup qui fonctionnera toujours ! Elle consomme 330uA sous 3.3V.

On dit qu'un courant de 1 à 2mA est difficilement perturbable, donc sur une pin reset il faut mettre une résistance de 2k2 (courant 1.5mA), le courant est plus grand, mais le reset est actionné rarement, le pic de consommation n'est donc pas grave et l'immunité au bruit est garantie (ce serait bête d'avoir le reset sensible au bruit !).

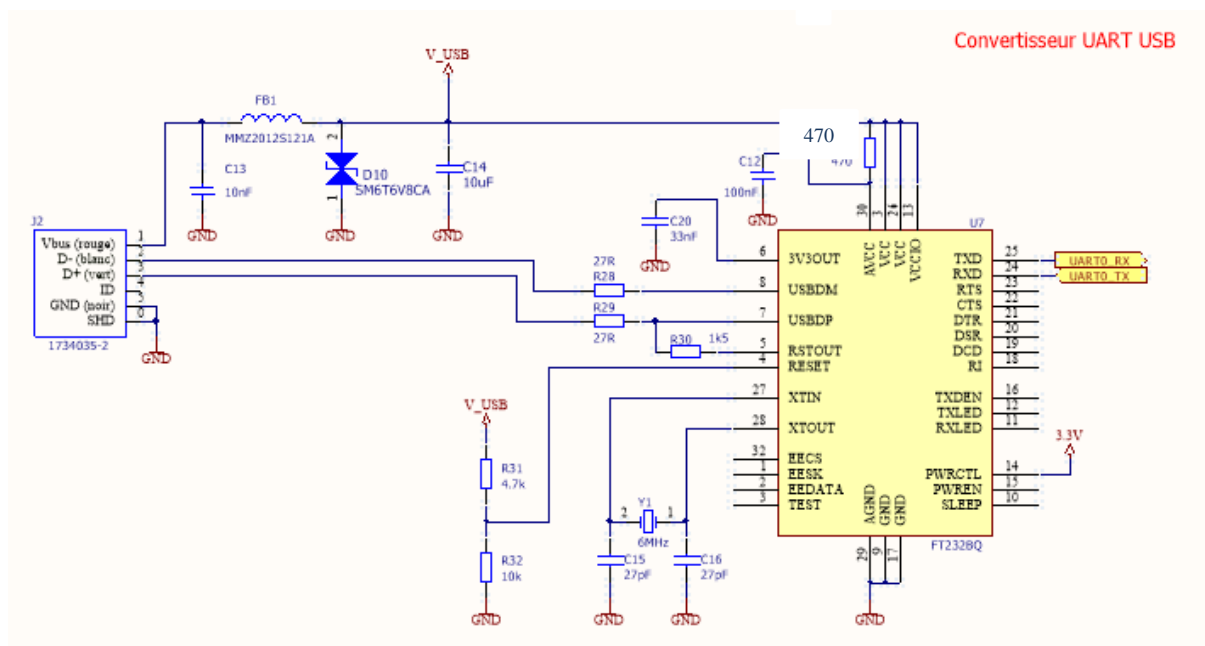
Pour une entrée actionnée plus souvent on peut augmenter la pullup de 10k à 56k ou 100k afin de moins consommer.

1.7 Interrupteurs



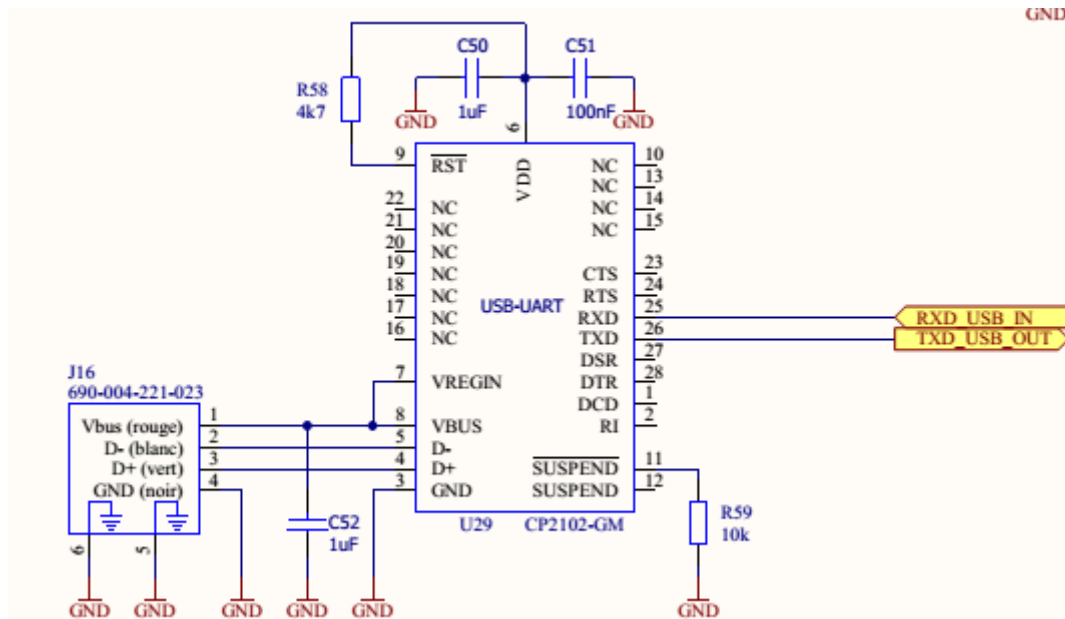
1.8 Serial to USB (+ protection connecteur US)

Voici le schéma d'un composant FDTI serial to USB classique :



A noter ici la protection contre les surtensions (SM6T6V8CA) et le filtre contre les hautes fréquences avec la bobine. Le montage ci-dessus peut être utilisé pour tous les types de connexions USB.

Ou CP2102 :

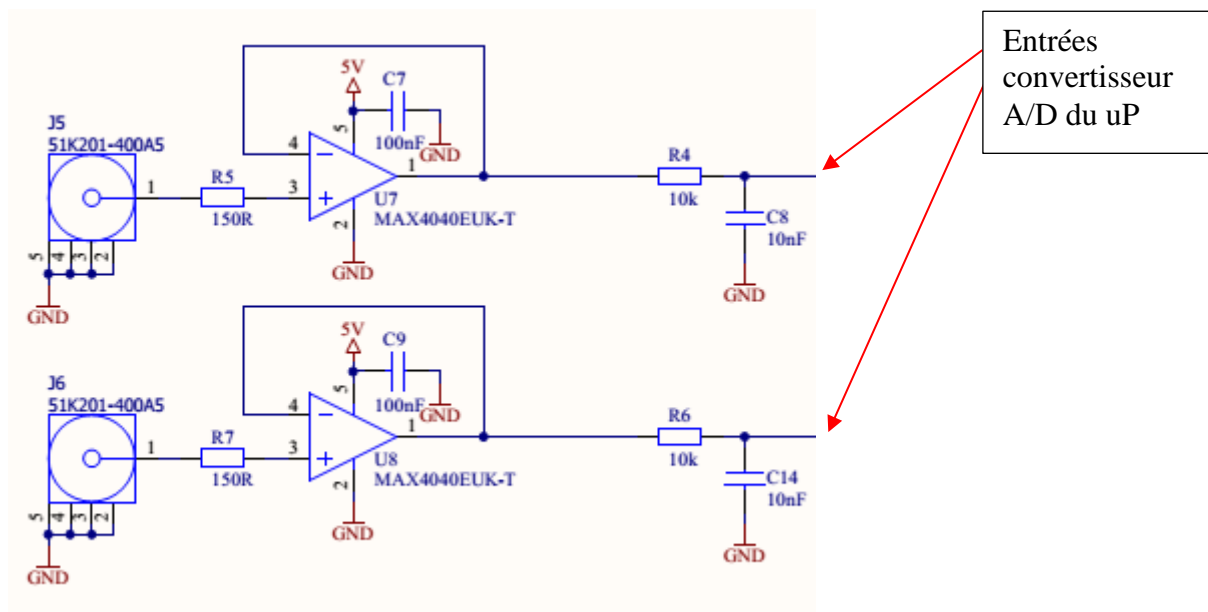


Pour ajouter une protection contre les surtensions et un filtre voir page précédente.

1.9 Entrées analogiques

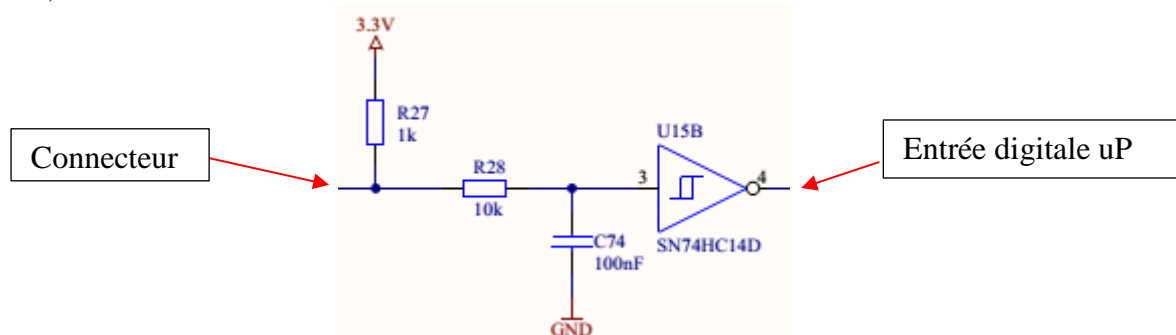
Il faut toujours avoir une mise en forme du signal, au minimum un montage à OP suiveur suivi d'un filtre RC passe-bas (anti aliasing) avant l'entrée de l'AD. Ajuster la fréquence de coupure du RC avec la formule : $f = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$

Exemple :



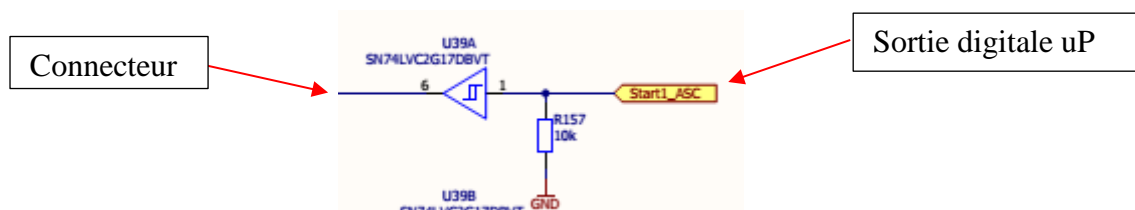
1.10 Entrées digitales

Comme pour un poussoir, mais évidemment sans (protection de la patte du uP et anti rebond) :



1.11 Sorties digitales

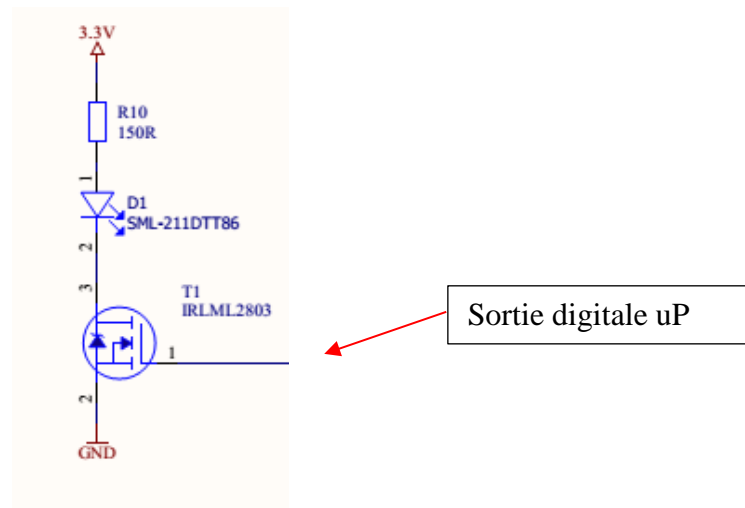
Comme pour l'entrée, mais à l'envers, il faut toujours « driver » une sortie avec une porte, c'est elle qui casse en cas de problème et pas la patte du uP !



1.12 Drive d'un élément ayant besoin d'un courant plus élevé qu'une sortie CMOS

Les sorties d'un uP ne peuvent souvent pas « driver » un grand courant, on ajoute dans ce cas un MOS, dans tous les cas il faut vérifier dans le datasheet !

Cela peut-être une LED, un relais, un buzzer, etc... :



On peut omettre le MOS (pas conseillé) dans le cas d'un microcontrôleur pouvant délivrer assez de courant et/ou d'une LED basse consommation.

Par-exemple le courant max d'une pin du KL46 (attention au courant max total simultané) :

2.2.3 Voltage and current operating behaviors

Table 7. Voltage and current operating behaviors

Symbol	Description	Min	Max.	Unit	Notes
V _{OH}	Output high voltage — Normal drive pad (except RESET_b) • 2.7 V ≤ V _{DD} ≤ 3.6 V, I _{OH} = -5 mA • 1.71 V ≤ V _{DD} ≤ 2.7 V, I _{OH} = -2.5 mA	V _{DD} - 0.5	—	V	1, 2
		V _{DD} - 0.5	—	V	
V _{OH}	Output high voltage — High drive pad (except RESET_b) • 2.7 V ≤ V _{DD} ≤ 3.6 V, I _{OH} = -20 mA • 1.71 V ≤ V _{DD} ≤ 2.7 V, I _{OH} = -10 mA	V _{DD} - 0.5	—	V	1, 2
		V _{DD} - 0.5	—	V	
I _{OHT}	Output high current total for all ports	—	100	mA	
V _{OL}	Output low voltage — Normal drive pad	—	0.5	V	

Courant max single pin low drive et high drive (config software) en fonction de VDD

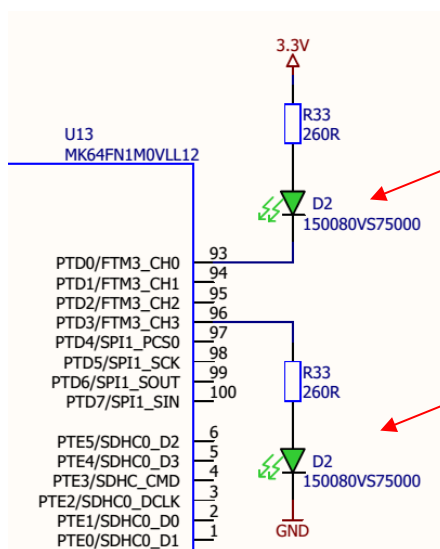
Courant max simultané

Schéma avec une LED smd « classique » :

D Electrical & Optical Properties:

Properties	Test conditions		Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Peak Wavelength	20 mA	λ_{Peak}		572		nm
Dominant wavelength	20 mA	λ_{Dom}		570		nm
Luminous Intensity	20 mA	I_V	12	40		mcd
Forward Voltage	20 mA	V_F		2.0	2.4	V
Spectral Bandwidth	20 mA	$\Delta\lambda$		15		nm
Reverse Current	5 V	I_{Rev}			10	μA
Viewing Angle	20 mA	$2\theta_{50\%}$		140		°

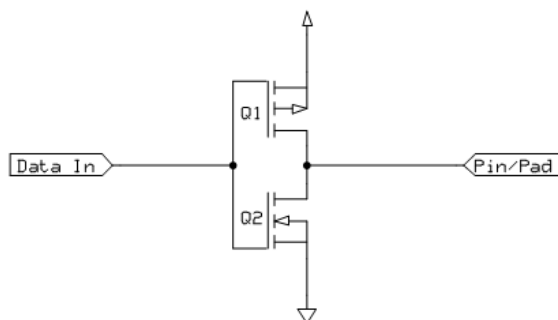
Chute de tension aux bornes de la LED



S'allume en mettant la sortie à 0 (Q2 ci-dessous qui conduit)

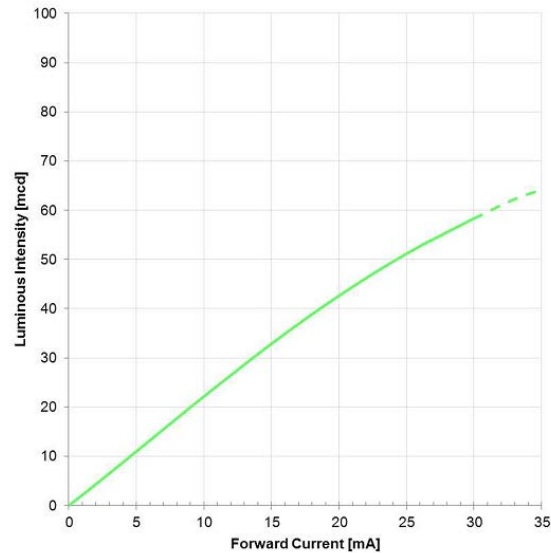
S'allume en mettant la sortie à 1 (Q1 ci-dessous qui conduit)

Sortie push-pull d'un microcontrôleur :



Calcul du courant : $I = (3.3V - 2V) / 260\Omega = 5mA$, ce qui correspond à une luminosité de 10mcd, ce qui est une luminosité normale.

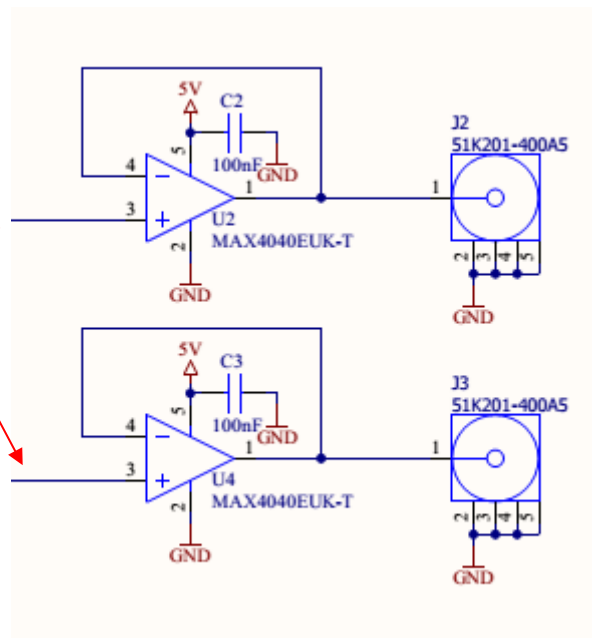
F4 Luminous Intensity vs. Forward Current:



1.13 Sorties analogiques

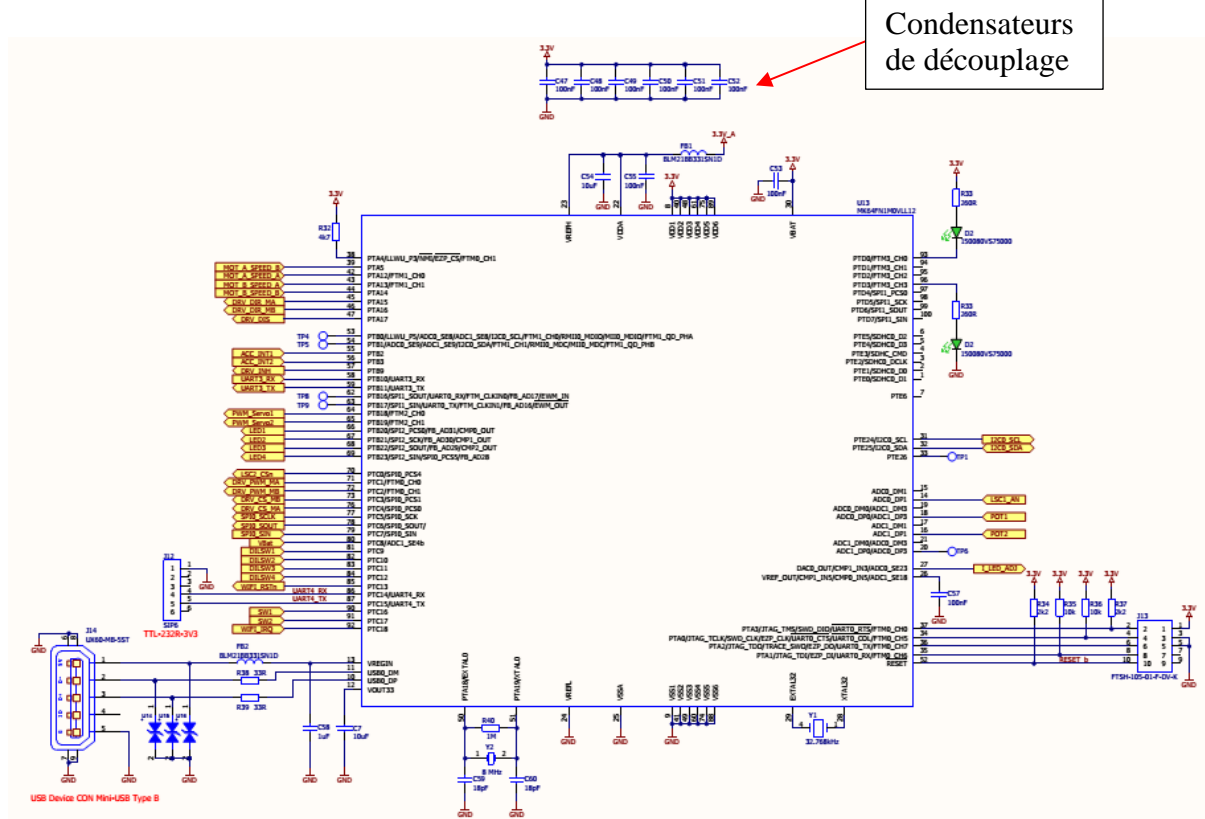
De nouveau on protège la sortie analogique avec un suiveur :

Sortie analogique uP
ou convertisseur DA



1.14 Condensateurs de découplage

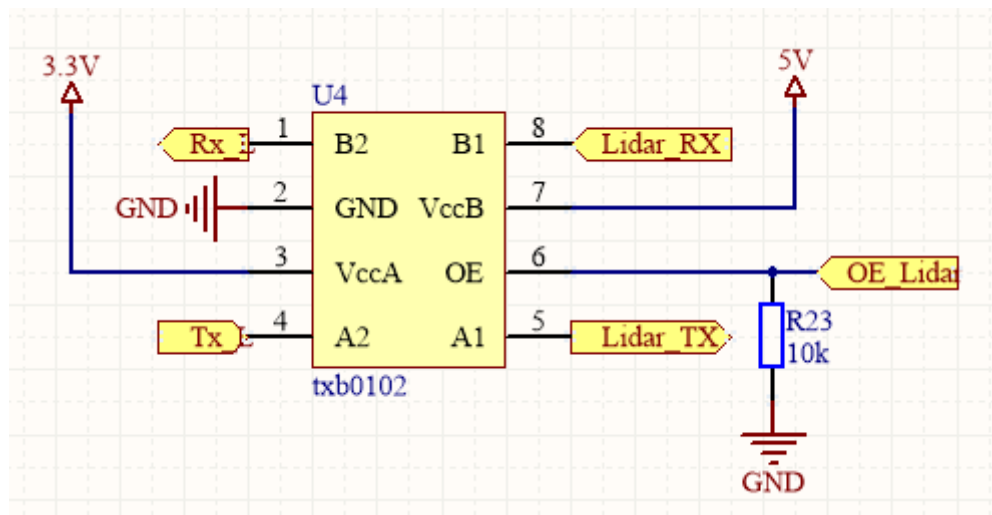
On doit connecter à **chaque** pin d'alimentation de chaque circuit un condensateur de découplage dont la valeur est spécifiée dans le datasheet, sans mention particulière on choisira un condensateur de 100nF. Pour un microcontrôleur il y a plusieurs pins d'alimentation et cela se dessine en principe comme cela :



- Au routage il faut que ces condensateurs soient le plus proches des pins d'alimentation !

1.15 Convertisseur de niveau (Level shifter)

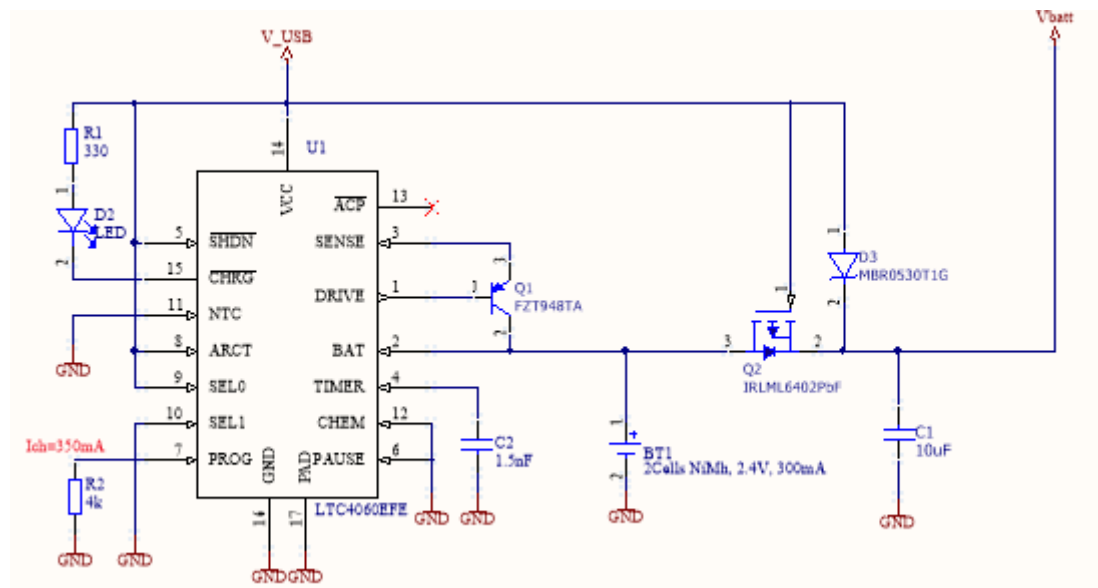
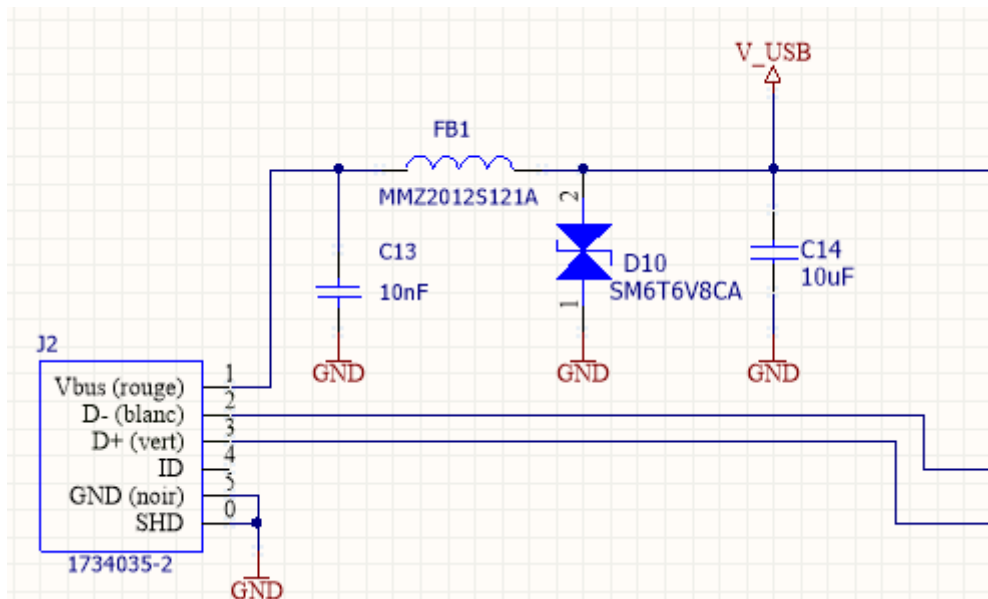
Il est parfois nécessaire de devoir convertir des signaux d'une tension vers une autre. Par exemple un microcontrôleur alimenté en 3.3V doit dialoguer par I2C avec un capteur supportant uniquement une alimentation en 5V. Dans ce cas il faut une conversion de tension de 3.3V vers 5V et vice versa. Il existe des IC qui font le travail :



Chez TI on trouve une page permettant de sélectionner le produit désiré (nombre de canaux, tension, etc...) : <http://www.ti.com/logic-circuit/voltage-level-translation/overview.html>

A noter que certains circuits sont « auto-bidirectionnels », c'est-à-dire qu'ils configurent leurs pattes automatiquement en entrée ou en sortie, pratique dans le cas de l'I2C car la patte SDA doit être bidirectionnelle ! Attention pour l'I2C (open drain) prendre dans la série LSF01xx (TI), ou vérifier que le circuit soit compatible avec des lignes open drain.

1.16 Isolation d'une batterie en charge et alimentation



Lorsque l'USB fournit l'alimentation (5V) le chargeur est en fonction et charge la batterie BT1. Si dans le même temps on alimente la carte électronique avec cette batterie BT1 on perturbe la charge. Pour éviter ce cas de figure on insère le MOS Q2 qui est ouvert lorsque l'USB est branché (ce qui isole la batterie du reste du circuit) et fermé dans le cas contraire ce qui permet à la batterie d'alimenter la carte. Lorsque Q2 est ouvert la carte est alimentée par l'USB à travers la Schottky (chute de tension plus basse qu'une diode normale : 0.2V). Cette diode empêche le retour de la tension batterie vers l'alim USB.

Il faut donc prévoir pour l'alimentation des DC-DC (à la suite V_{batt}) une plage de tension qui peut varier de la tension batterie minimale (ici 1.8V) jusqu'à la tension USB de max 5.5V.

Les fabricants d'IC ont prévu sur leur site internet des « facilitateurs » de dimensionnement d'alimentations, comme chez TI :

https://webench.ti.com/webench5/power/webench5.cgi?origin=ti_panel&app=powerarchitect&lang_chosen=en_US

WEBENCH® Designer (Release Date: Thu Nov 9 09:27:04 2017, 1734052 bytes) - Google Chrome

Sécurisé | <https://webench.ti.com/webench5/power/webench5.cgi?app=powerarchitect>

TEXAS INSTRUMENTS **WEBENCH® Power Architect** Search For.. Go

My Designs/Projects English | 日本語 | 简体中文 | 繁體中文 | 한국어 | Русский Язык | Português | Deutsch Welcome Guest

Back New 0. FPGA/µP 1. Add Loads 2. Optimize 3. View/Edit 4. Power Supplies Help

POWER ARCHITECT

Project Optimization : Select the optimum solution; Create your WEBENCH® Project

Optimization Tuning

Lowest BOM Cost
Smallest Footprint
Footprint BOM Cost Efficiency

184 \$5.09 73.84

Solution List Filtering

Efficiency BOM Cost
73.0% 74.0% \$5.09 \$5.09
Reset

Footprint BOM Count
180 190 24 24

Solutions	Total Efficiency (%)	Total Footprint (mm)	Total BOM Cost	Total BOM Count
301 Rail - None	73.84	184	\$5.09	24

Selected Project : Next Step : View Project Data

Project ID : 3
Project Name : PA_Project_301
Intermediate Rails : None
Total Efficiency : 73.8 %
Power Dissipation : 1.5 W
Total Footprint : 184 mm2

Reset

SOURCE_DC_1 6V, 2.81 A
DC Voltage Source

SUPPLY_1 3.3V, 500 mA
TP963070 Switcher

SUPPLY_2 5V, 500 mA
TP963070 Switcher

File Menu About/Feedback See Our Disclaimers Privacy/Security Statement Contact Us Feedback RSS Feed Site Terms & Conditions of Use

Ou chez LINEAR :

<http://www.linear.com/solutions/>

DC-DC Voltage Regulation Use the basic tables

DC/DC Solutions Search

Input V_{in} (Min) V V_{in} (Max) V Features ☐ LTspice ☐ Demo Board

Output V_{out} V I_{out} A ☐ μ Module ☐ Isolated

☒ Multiple Outputs

Actual circuit performance depends on external components, layout and thermal considerations. Please consult the datasheet for all final electrical specifications. For assistance in selecting a part, please contact your local sales representative

Showing 2 matches out of 1883 total.

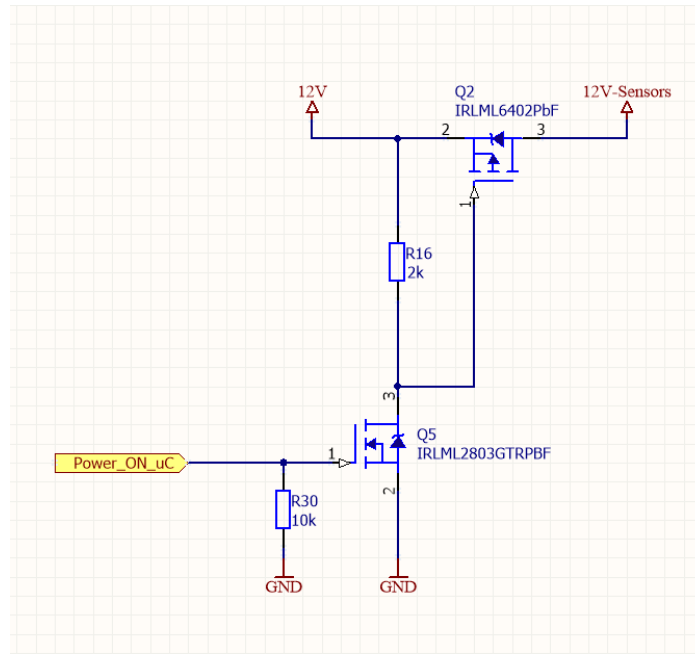
Solution	Number of Outputs	Vin Min (V)	Vin Max (V)	Vout (V)	Output Current (A)	Topology	Design Tools	Demo Boards
<input type="button" value="Compare"/>	<input type="text" value="33 vals"/>	<input type="text" value="81 vals"/>	<input type="text" value="1 vals"/>	<input type="text" value="21 vals"/>				
<input type="text" value=""/>	<input type="text" value="<=2"/>	<input type="text" value=">=6"/>	<input type="text" value="3.3"/>	<input type="text" value="0.5:1.5"/>				
<input type="checkbox"/> LT3066: 1.8-45Vin, 1.2/1.5/1.8/2.0/2.5/3.3/5Vout@500mA New	1	1.8	45	1.2, 1.5, 1.8, 2.0, 2.5, 3.3, 5.0	0.5	Linear Regulator	LTspice File	DC2437A
<input type="checkbox"/> LT3085: 1.7-25Vin, Adj Vout@500mA	1	1.7	25	1.2, 1.8, 2.5, 3.3, 5	0.5	Linear Regulator	LTspice File	DC1401A

If you need help finding a part, please contact your local sales representative for assistance

© 2018 Linear Technology | [SITE MAP](#) | [SEND US FEEDBACK](#) | [TERMS OF USE](#) | [PRIVACY POLICY](#)

1.17 ON/OFF de l'alimentation d'un circuit ou d'un capteur

Une sortie d'un microcontrôleur et un ou deux transistors MOS permettent de switcher les alimentations des circuits ou capteurs externes au microcontrôleur, par exemple afin d'économiser de l'énergie :



- Q5 est un MOS N, c'est-à-dire qu'il conduit quand la tension V_{gs} est positive (Gate pin1 et Source pin2), donc s'il y a 3.3V sur la Gate (sortie digitale du microcontrôleur à 1) cela nous fait 3.3V et Q5 conduit ce qui amène le 0V sur la Gate de Q2. Dans le cas contraire, Q5 ne conduit pas et l'on retrouve 12V par R16 sur la Gate de Q2.
- Q2 est MOS P, c'est-à-dire qu'il conduit quand la tension V_{gs} est négative (Gate pin1 et Source pin2), donc s'il y a 0V sur la Gate cela nous fait -12V et Q2 conduit, les circuits alimentés par le « 12V-sensors » sont ON.
- Pourquoi faut-il 2 MOS ? Si l'on doit « driver » une tension plus grande que la tension d'alim du microcontrôleur, par exemple 12V, il faut deux MOS, sinon on retrouve le 12V sur la sortie du microcontrôleur et boom. Si la tension à « driver » est la même que la tension du microcontrôleur seul Q2 suffit (mais ce sera un 0V qui fera que Q2 conduise). Attention choisir un MOS qui conduit suffisamment avec le 3.3 V comme le IRLML6401PbF.
- R16 est nécessaire afin de fixer un potentiel sur la Gate de Q2 lorsque Q5 est ouvert.
- Il faut vérifier les tensions V_{gs} max des MOS notamment pour Q2, idem pour le courant max I_{ds} de Q2, qui doit-être supérieur à la somme des courants d'alimentation des circuits alimentés par « 12V-Sensors ».

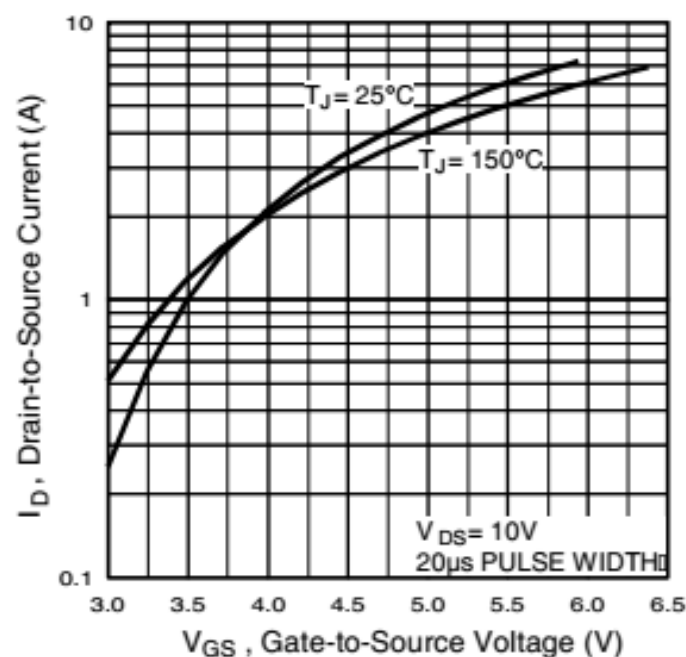
- Vérifier aussi que la tension V_{GS} est suffisante pour que le MOS conduise suffisamment (Fig 3 ci-dessous). Attention ce n'est pas le V_{GS} du tableau ci-dessous (qui indique le début de la conduction) mais bien le graphique qu'il faut étudier !
- Une chute de tension due à la résistance R_{DS} sera observée

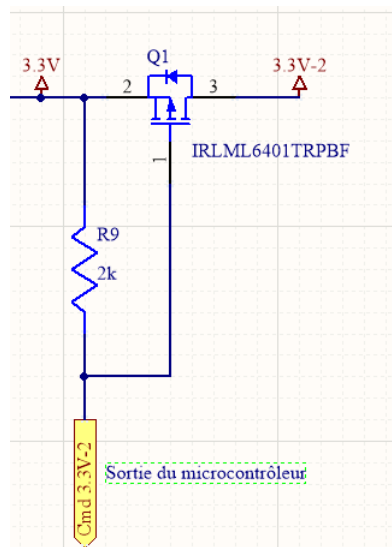
Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	30	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.025	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.25	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 0.91A$ ③
		—	—	0.40		$V_{GS} = 4.5V, I_D = 0.46A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.0	—	—	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_A = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	1.2	A
$I_D @ T_A = 70^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	0.93	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	7.3	
$P_D @ T_A = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	540	mW
	Linear Derating Factor	4.3	mW/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	3.9	mJ
dv/dt	Peak diode Recovery dv/dt ②	5.0	V/ns
T_J, T_{STG}	Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C

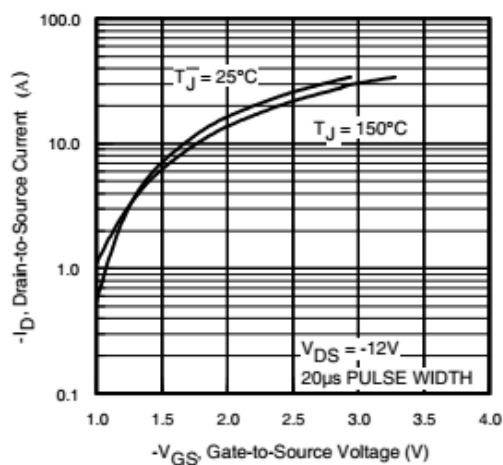




! Début de la conduction, pas utile !

IRLML6401 PbF :

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)SS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-12	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)SS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.007	—	mV/°C	Reference to 25°C, $I_D = -1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.050	Ω	$V_{GS} = -4.5V, I_D = -4.3A \Phi$
		—	—	0.055	Ω	$V_{GS} = -2.5V, I_D = -2.5A \Phi$
		—	—	0.125	Ω	$V_{GS} = -1.8V, I_D = -2.0A \Phi$
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-0.40	-0.55	-0.95	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	8.6	—	—	S	$V_{DS} = -10V, I_D = -4.3A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-1.0	μA	$V_{DS} = -12V, V_{GS} = 0V$
		—	—	-25	μA	$V_{DS} = -9.6V, V_{GS} = 0V, T_J = 55^\circ C$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -8.0V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 8.0V$
Q_g	Total Gate Charge	—	10	15	nC	$I_D = -4.3A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	1.4	2.1	nC	$V_{DS} = -10V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	2.6	3.9	nC	$V_{DS} = -5.0V \Phi$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = -6.0V$
t_r	Rise Time	—	32	—	ns	$I_D = -1.0A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	250	—	ns	$R_D = 6.0\Omega$
t_f	Fall Time	—	210	—	ns	$R_G = 89\Omega \Phi$
C_{iss}	Input Capacitance	—	830	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	180	—	pF	$V_{DS} = -10V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	125	—	pF	$f = 1.0MHz$



1.18 Protection contre le montage inversé d'une batterie

Par rapport au montage classique de protection consistant à insérer une diode en série dans l'alimentation, le montage ci-dessous à l'avantage de provoquer en fonctionnement normal, une chute de tension (U_{DS}) d'alimentation bien inférieure à celle produite par une diode (V_F).

