

## Stabilizator Liniar - Ultra Low Drop Out

© 2009 - Edi Gora, YO3HCV

Sunt dese situatiile in care folosirea unei surse liniare de tensiune este inevitabila. M-am confruntat cu astfel de ocazii in special in cazul aparaturii de laborator, cand riplul si in special emisiile de frecventa ridicata sunt greu (mai bine spus costisitor) de stapanit.

Daca pentru cateva sute de mA (pana pe la 2-3A) se pot folosi stabilizatoare gata facute gen 78xx precum si alte mii de sortimente (mai mult sau mai putin) LDO, lucrurile se complica pentru curenti mai marici, cand este nevoie de o reala protectie la supra-consumator precum si cand randamentul trebuie sa fie rezonabil. Credeti sau nu, se pot atinge eficiente de 80-90% foarte bine si cu stabilizatoare liniare, corect dimensionate.

Va propun in cele ce urmeaza o sursa liniara ieftina, usor de realizat sau modificat si cu performante foarte bune. Am gandit-o pentru alimentarea unor statii de emisie cu 7.5V la 5A inasa asa cum se va observa, constructorul poate alege si alte valori la realizare.

Stabilizatorul este de tip serie si am ales ca element regulator un tranzitor MOSFET din cateva considerente :

- sunt extrem de ieftine, **IRF540** costa cam 0.5 EUR
- avand rezistenta echivalenta foarte mica ( $R_{DSon}$ ) caderea de tensiune (cunoscuta si ca drop-out de unde si termenul de Low Drop Out) si implicit puterea disipata in elementul regulator sunt foarte mici comparativ cu tranzistoarele bipolare obisnuite. Ca rezultat imediat vom avea de exemplu un radiator mult mic sau chiar deloc in anumite situatii.
- rezista la curenti mari comparativ cu capsulele in care sunt impachetate. Spre exemplu modelul ales IRF540, in capsula TO220 rezista continuu la 23A si 10V drena-sursa la 100° celsius iar daca este racit corespunzator (25° C) se pot vehicula 33A. In impulsuri rezista la 110A...hi hi...
- nu in ultimul rand, piata abunda de tranzistoare MOSFET de putere, de unde si pretul lor extrem de scazut. Pentru cei care doresc un upgrade - curenti mai mari, se va alege simplu un tranzistor mai rezistent sau se vor monta mai multe in paralel.

Functionarea se poate urmari pe schema : grupul divizor rezistiv (inclusiv potentiometru de reglaj tensiune) impreuna cu referinta programabila **TL431** precum si cu sarcina sa R7, alcatuiesc un regulator paralel de precizie, asa cum este aratat in datasheet-ul TL431. Am inlocuit elementul bipolar cu un MOSFET canal N. Acest regulator (tensiunea rezultata) comanda direct poarta tranzistorului regulator serie, iar prin elementul de sesizare supracurent R2 se inchide bucla generala de stabilizare. Sarcina TL431 (rezistorul R7 de 1Kohm) este aleasa astfel incat curentul de catod al sau sa fie mai mare de 1mA, necesar functionarii proprii.

### Consideratii LDO

Denumirea **LDO** (Low Drop Out) vine de la tipologia elementului regulator al unui stabilizator liniar (PNP, PNP+Darlington NPN, MOSFET, etc) ce permite o cadere mica de tensiune pe el insusi, cam 500...800mV. Spre exemplu un 7809 clasic are o cadere de tensiune (uriasa) de 1.7V de unde **si imposibilitatea de a mai stabiliza corect daca**

**tensiunea de intrare nu este cu cel puțin acești 1.7V mai mare decât tensiunea de ieșire.** Este valabil pentru toată familia 78xx. Dacă această tensiune drop-out este mai mică de 0.1V mulți producători își declară produsele **ULDO** (ultra low drop out) cum ar fi de exemplu **LP3963** cu 80mV la 300mA debitati pe sarcina sau **MIC5301** cu 25mV la 100mA.

În montajul de față, se pot obține și 50mV drop-out pentru câțiva A debitati pe sarcina dacă tranzistorul MOSFET **este deschis complet** și dacă este corect ales ( $R_{DSon}$  cât mai mic) – de aceea am ales titlatura **Ultra Low Drop Out**. Pentru ca IRF540 să fie complet deschis și să beneficiem de cei 0.044 ohmi  $R_{DS}$ , trebuie ca  $V_{GS}$  să fie de cel puțin +10V (adică pentru 7.5V ieșire ar trebui să avem un 17.5V în poarta) și de aceea am construit un mic dublor în jurul circuitului **ICL7662**. Dacă se va folosi un transformator de rețea, se poate realiza o înfășurare suplimentară de  $2 \cdot V_{in}$  sau un mic multiplicator cu diode din tensiunea alternativă. Nu este necesar să se stabilizeze această tensiune, însă este bine să fie filtrată corespunzător. În ultima instanță se poate folosi și un **LM555** pe post de generator de câteva zeci de KHz și o redresare cu  $2 \cdot 1N4148$  – curentul necesar funcționării TL431 este de 1mA iar curentul de poartă neglijabil. Pentru  $V_{in} < 10V$  se poate folosi și **ICL7660** însă vă recomand **ICL7662** care rezistă până la 20V intrare (deci +40V ieșire dublată). Am folosit două diode **1N5819** disponibile (și care de altfel se găsesc pe piață) însă datorită curentului scăzut se pot monta orice Schottky ex. BAS316, BAT54, etc. Grupul C9 și R10 asigură compensarea dinamică a amplificatorului de eroare și se poate optimiza/tătona sau chiar omite după caz.

În fine, dacă nu se dorește LDO, R7 se va conecta pur și simplu în drenă MOSFET-ului însă  $V_{in} - V_{out}$  va trebui să fie cel puțin 2-3V.

Deși pare o complicație suplimentară acest generator de tensiune auxiliară, merită să fie construit pentru situațiile în care comportamentul general este dorit să fie LDO (low drop out) și să vă dau un exemplu : tensiunea de intrare provine dintr-o baterie de 12V și se dorește o stabilizare precisă la 9V la un curent de câțiva A. Odată cu consumarea bateriei, stabilizatoarele liniare clasice nu vor mai funcționa corect când diferența de tensiune  $V_{in} - V_{out}$  se apropie de 2V – altfel spus în exemplul de mai sus, la 11V va înceta stabilizarea corectă.

### Protectia la supra-curent

Oricând o protecție este binevenită și vă va scuti de schimbarea tranzistoarelor din sursă dacă nu mai mult. Schema de protecție este clasică "limitare curent prin întoarcere" (foldback) și este foarte bună : odată cu creșterea curentului de ieșire, crește și căderea de tensiune pe R2 și în final, la depășirea  $V_{BE}$  Q2 aprox. 0.65V acesta se va deschide. Va atrage după sine deschiderea lui Q4, apoi deschiderea Q5 (se va aprinde LED-ul de avarie supra-curent) și Q6 care va scurt-circuita pur și simplu TL431, inhibând instantaneu elementul de reglaj. Tensiunea de ieșire tinde către zero, condiția de fault dispare și ciclul se reia foarte rapid. Dacă doriți, cu ajutorul R3 se prescrie limita maximă a curentului debitat de sursă, peste care protecția intră în acțiune.

În schema de față cu R3 maxim, vom avea  $0.65/0.47 = 1.38A$  minim la care se poate regla protecția. Micsorând treptat R3 spre zero (fără protecție) curentul la care se declanșează protecția se mărește. Aici fiecare poate optimiza după necesități, atenție la puterea

disipata de  $R2 = I_{out\ max}^2 * R2$  spre exemplu pentru 3A va va trebui un rezistor de min. 4.23W.

## Protectia la supra-tensiune

Si aceasta protectie este binevenita, mai ales daca echipamentele alimentate ulterior sunt sensibile la supra-tensiuni. In literatura acest tip de protectie se mai numeste si crowbar protection. Am modificat un pic implementarea clasica dupa cum urmeaza.

In esenta grupul D4 (zenner) si R16 este polarizat invers in raport cu tensiunea de iesire, asa incat datorita efectului zenner, odata cu depasirea tensiunii de prag (aici 9v1) dioda se deschide si pe R16 vom avea o tensiune (pozitiva in raport cu masa) in caz de avarie sau zero in starea normala. De notat ca R16 va trebui sa furnizeze curentul minim de stabilizare a diodei zenner folosite. Prin R17 si R12 aceasta tensiune ajunge in poarta tiristorului care se va deschide si va ramane deschis scurtcircuitand practic intreaga tensiune de alimentare Vin. Siguranta F1 se va arde in scurt timp si LED-ul va indica fault general.

Cateva discutii aici. In primul rand am montat grupul de scurtcircuit la intrarea generala si nu la iesirea sursei pentru a proteja atat sarcina cat si sursa in sine de distrugeri suplimentare. Tiristorul folosit **C106** este unul cu "poarta sensibila" numai 200uA sunt suficienti pentru a induce starea de conductie. Oricum micul stabilizator D4 si R16 poate furniza cativa mA fara probleme.

De notat ca indiferent de modelul ales, acest tiristor trebuie sa poata suporta curentul maxim debitat de redresor (sau baterie) pe durata arderii sigurantei, ceea ce implica o siguranta cat mai rapida (atentie, sunt modele cu inertie, etc.) precum si un tiristor cat mai mare. Spre exemplu daca alimentarea se face dintr-o baterie de masina... hi hi... curentul de scurtcircuit poate ajunge si la cateva sute de A, deci atentie a nu arde tiristorul inainte de arderea sigurantei. Modelul **C106** suporta peak-uri in jur de 20A pentru aprox. 8mS.

Din punct de vedere al sarcinii, important este timpul total in care protectia comuta, pentru ca pana la comutare, intreaga tensiune (presupusa mare) va fi debitata la iesire. Tiristorul in discutie se deschide intre 0.4... 0.8V si deci se poate calcula (simula) timpul de crestere la aceasta valoare tinand cont de C10, C11 si C13. Comutarea in sine a tiristorului se poate neglija. Un timp foarte scurt va face o protectie eficienta dar si foarte sensibila la spike-uri (scantei de scurtcircuit, etc.) sau eventual RF. Se va optimiza in functie de necesitati.

## Consideratii finale

Folosind particularitatea **ULDO**, se poate dimensiona redresorul pentru o diferenta de numai 1V intre intrare si iesire. In acest mod, chiar pentru 15-20A debitati, disipatia pe sursa va fi minima – radiatoare mai mici, ventilatie redusa, etc. Atentie, facilitatea LDO nu va scuteste pe deplin de disipatia proprie, mai cu seama daca dimensionati prost circuitul redresor. Spre exemplu daca aveti nevoie de 5V la 10A si veti alimenta sursa la 12V, diferenta  $7V * 10A = 70W$  se va pierde (in instanta termic) pe elementul regulator MOSFET. **ULDO** va va ajuta sa puteti alimenta (considerand acelasi exemplu) dintr-o

sursa de 5.5V ceea ce va reduce drastic disipatia proprie la numai  $0.5 \times 10 = 5W$ . Este doar un exemplu.

Pentru curent sporit, se pot monta doua sau mai multe MOSFET-uri direct in paralel, pe acelasi radiator sau se poate alege un MOSFET mai puternic. Se vor prefera capsulele cu un bun contact termic (metalice) catre radiator.

Tensiunea minima ce se poate stabiliza depinde de referinta interna **TL431** si se situeaza in jurul valorii de 2.5V. Pentru tensiuni mai scazute, se poate monta varianta extinsa **TLV431** ce va permite un minim de 1.24V.

C3, C4, C5, C12 si C6 servesc la imbunatatirea regimului tranzitoriu, suprimarea oscilatiilor precum si patrunderea RF. Se vor monta cat mai aproape de MOSFET respectiv TL431.

R8 il descarca pe C8 precum si condensatoarele din redresor. Se poate omite dupa caz.

In timp ce protectia la supra-curent este obligatorie, cea la supra-tensiune este facultativa si daca MOSFET-ul si redresorul sunt corect dimensionate, se poate omite. In fond s-au inventat surge-protectors sau MOV-uri de o gramada de vreme daca va temeti de spike-uri provenite din instalatia de aprindere sau similare.

Datorita compromisului precar (sensibilitate-eficienta) obtinut cu acest montaj, nici un producator industrial nu include aceasta protectie in aceasta forma (zic eu rudimentara). Dealtfel in cazul in care constructorul amator va opta pentru o sursa variabila de laborator, spike-urile generate de scurtcircuiturile Vout vor declansa frecvent protectia la supra-tensiune, facand-o inutila. Am inclus-o in schema pentru a va face o idee despre o protectie la supra-tensiune ieftina si fara prea mari pretentii.

Toate componentele se gasesc la Comet Electronics, [www.comet.srl.ro](http://www.comet.srl.ro) sau se pot (cauta) aduce din Farnell <http://uk.farnell.com> prin aceasta firma.

73' si success tuturor constructorilor care au mai ramas,  
Edi Gora, YO3HCV

Voltage doubler for LDO operation

" GENERAL FAULT "

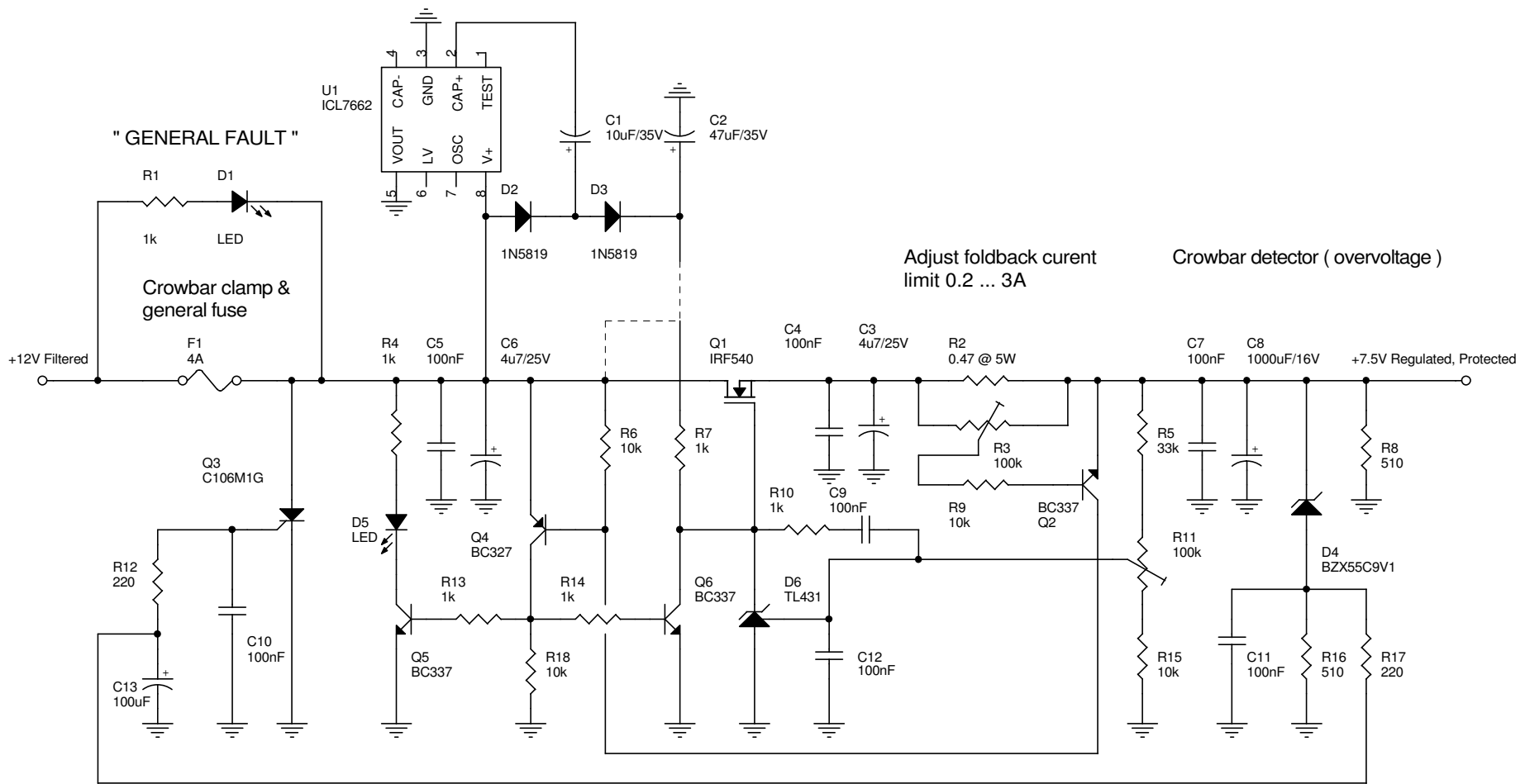
Crowbar clamp & general fuse

Adjust foldback current limit 0.2 ... 3A

Crowbar detector ( overvoltage )

" OVERCURRENT FAULT "

Adjust Vout 3.3 ... 15V



Title		
Sursa Ultra Low Drop Out		
Size	Document Number	Rev
A4	YO3HCV	1.2
Date:	Sunday, April 26, 2009	Sheet 1 of 1