



Rapporti Tecnici INAF INAF Technical Reports

Number	127
Publication Year	2022
Acceptance in OA@INAF	2022-01-31T09:20:55Z
Title	Misura del PSRR nei regolatori di tensione ad alte prestazioni
Authors	LO GERFO, FABIO PAOLO; SOTTILE, Giuseppe
Affiliation of first author	IASF Palermo
Handle	http://hdl.handle.net/20.500.12386/31357 ; https://doi.org/10.20371/INAF/TechRep/127

MISURA DEL PSRR NEI REGOLATORI DI TENSIONE AD ALTE PRESTAZIONI

METODO DI MISURA DEL PSRR NEI REGOLATORI DI TENSIONE LDO
PERFORMANTI PER IL PROGETTO HERMES



Fabio Paolo Lo Gerfo*; Giuseppe Sottile*

*INAF – IASF PALERMO

Via Ugo la Malfa, 153, 90146 Palermo PA

Sommario

SCOPO.....	2
INTRODUZIONE.....	2
DESCRIZIONE DEL SETUP UTILIZZATO.....	4
MISURA del PSRR del LT3042	9
MISURA del PSRR del ADM7150 e ADP151	12
CONCLUSIONI	15

SCOPO

Le misure del PSRR nei regolatori lineari a bassa caduta di tensione sono state eseguite nel contesto della partecipazione dell'istituto al progetto HERMES. Esso prevede la progettazione di una costellazione di nanosatelliti, nei quali sono utilizzati fotorivelatori SDD interfacciati ad ASIC a bassissimo rumore.

INTRODUZIONE

In questo documento analizzeremo una delle possibili tecniche di misura del PSRR (Power Supply Rejection Ratio) in un LDO (low-voltage drop-out regulator). In particolare dimostreremo che tale tecnica ci permette di misurare un ripple molto piccolo (dell'ordine dei uV) anche quando questo è sovrapposto a rumore paragonabile all'ampiezza del ripple stesso.

Per far questo utilizzeremo dei regolatori lineari della Analog Device ad elevato PSRR (nell'ordine dei 100dB) e confronteremo i risultati ottenuti con quelli fornitoci dai costruttori mediante datasheet.

Il PSRR può essere definito come il rapporto espresso in logaritmo in base 10, tra l'ampiezza del ripple in ingresso e l'ampiezza del ripple di uscita, in un generico circuito elettronico, al variare della frequenza del segnale iniettato.

$$\text{PSRR} = 20 * \log \frac{V_{\text{ripple (in)}}}{V_{\text{ripple (out)}}$$

Genericamente il segnale di ripple è presente nell'alimentazione, quando ad esempio si condividono tensioni tra diversi blocchi circuitali, nella tensione di rete per frequenze di 50/60Hz o ancora può provenire da convertitori DC/DC di tipo switching i quali avendo elementi che commutano a frequenze elevate producono rumore all'uscita degli stessi.

Spesso, per applicazioni per basso rumore, è necessario abbattere il contenuto armonico del segnale d'uscita dei DC/DC converter, utilizzando come stadio successivo un regolatore lineare, cioè un circuito in grado di stabilizzare la tensione di uscita ad un valore prefissato e rendere quest'ultima quanto più costante possibile al variare del carico, della tensione d'ingresso e della temperatura.

Per far questo il regolatore deve essere in grado sia di attenuare le fluttuazioni di tensione che riceve al suo ingresso sia di non generare rumore proprio al suo interno.

In passato i regolatori lineari di tipo LDO avevano un PSRR basso, per cui la misura dello stesso alle diverse frequenze era possibile facendo ricorso ad una configurazione circuitale come quella mostrata in figura1. Dove all'ingresso e all'uscita del regolatore era possibile misurare la fluttuazione della tensione grazie al fatto che la risoluzione dello strumento utilizzato per la misura, era maggiore rispetto a quella della variazione di tensione stessa.

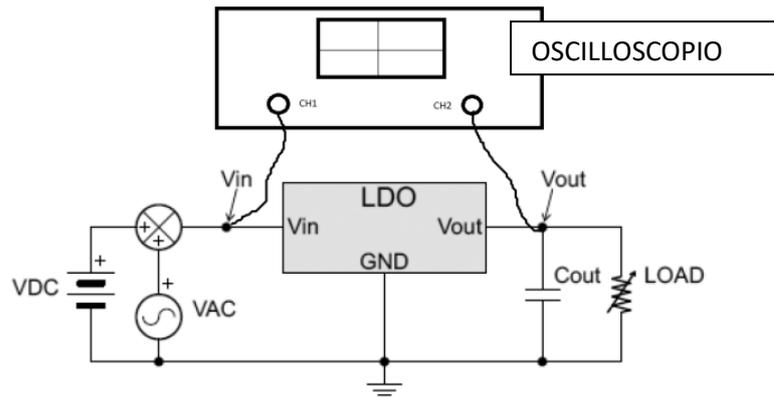


Figura 1. Metodo di misura del PSRR

Oggigiorno i regolatori LDO in commercio offrono prestazioni in termini di PSRR notevolmente migliori, è il caso ad esempio dell' LT3042 della Linear Technology , da noi utilizzato. LT3042 è un regolatore lineare ad alte prestazioni, a bassa caduta di tensione (low drop out $\cong 350$ mV), dal PSRR pari a 79 dB a 1 MHz per 200mA erogati, e dal rumore interno generato ultrabasso 0,8 μ V RMS. Inoltre LT3042 può essere facilmente messo in parallelo per ridurre ulteriormente il rumore e aumentare la corrente di uscita massima che è di 200mA aiutando quindi a diffondere il calore sulla PCB.

L'andamento tipico del PSRR di tale dispositivo al variare della frequenza, come mostrato nel datasheet, è il seguente(figura2).

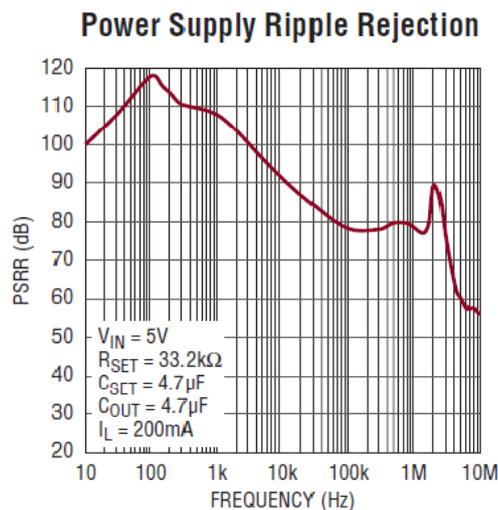


Figura 2. PSRR del regolatore LT3042 con una corrente di carico di 200mA.

Dato l'elevato PSRR (si raggiungono picchi di 120 dB) non è possibile utilizzare un semplice oscilloscopio per le misure del ripple d'uscita, in quanto per attenuazioni di circa 100dB si avrebbe un rapporto 100000:1 tra ripple di ingresso e quello di uscita. Quindi se per esempio in ingresso avessimo un ripple di 1Vpp in uscita avremo una tensione di ripple di 10 μ V, che è difficile da misurare dato che tale livello di tensione si andrebbe a sovrapporre al rumore di fondo della misura stessa, rendendolo indistinguibile.

DESCRIZIONE DEL SETUP UTILIZZATO

Per effettuare una misura completa del PSRR, si dovrebbe predisporre un setup che abbatta il rumore elettromagnetico proveniente dall'ambiente esterno e di una strumentazione molto sensibile. Tuttavia è possibile misurare il PSRR del LT3042, in un intervallo di frequenze in cui i valori di attenuazione del ripple non siano elevatissimi, con un setup relativamente semplice. Lo schema a blocchi del setup utilizzato è mostrato in figura 3.

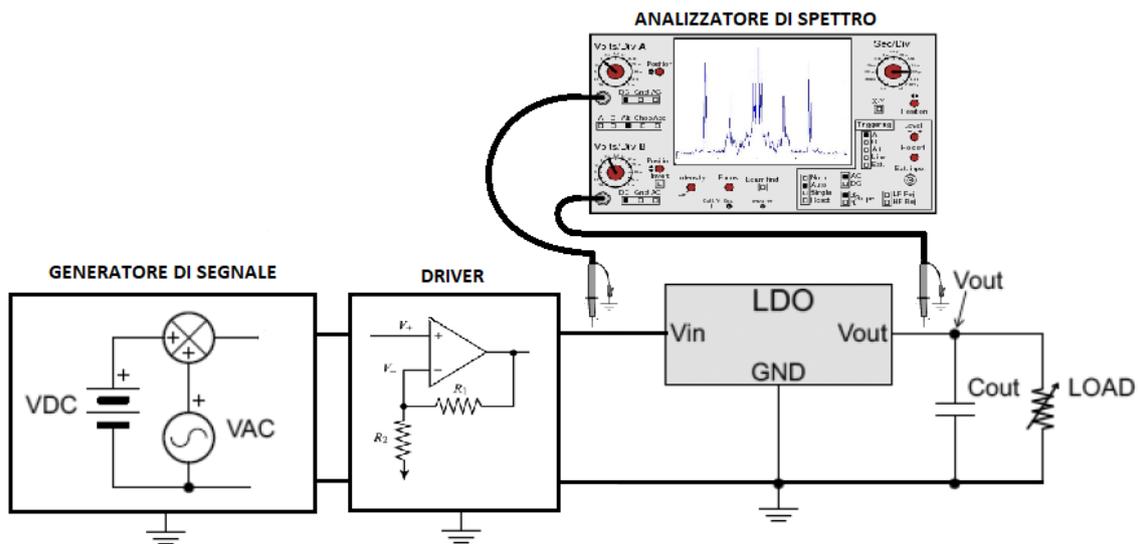


Figura 3. Schema a blocchi del setup utilizzato per la misura del PSRR.

Utilizzando un generatore di segnale (nel nostro caso un Agilent Technologies 81160A) si invia all'ingresso di un driver un segnale avente un certo offset di tensione al quale viene sovrapposto un segnale sinusoidale ad ampiezza e frequenza variabile (ripple) come mostrato in figura 4.

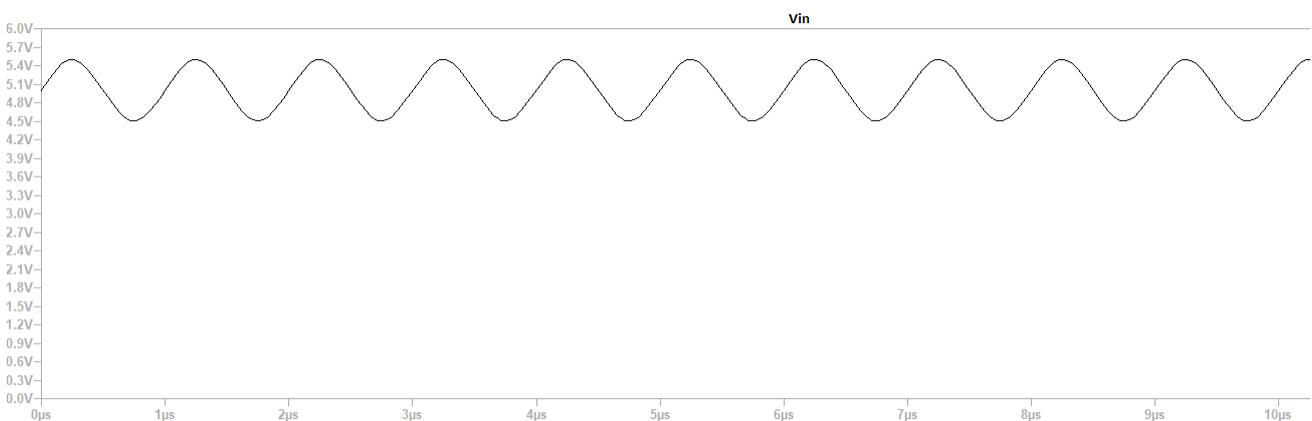


Figura 4. Ripple generato all'ingresso del sistema.

Nel nostro caso, il driver che abbiamo utilizzato è un OP-AMP (THS 3201 montato su evaluation board LMH730227) avente banda passante di 1.8GHz e in grado di fornire 100mA, montato in configurazione non invertente secondo il seguente schema (fig.5).

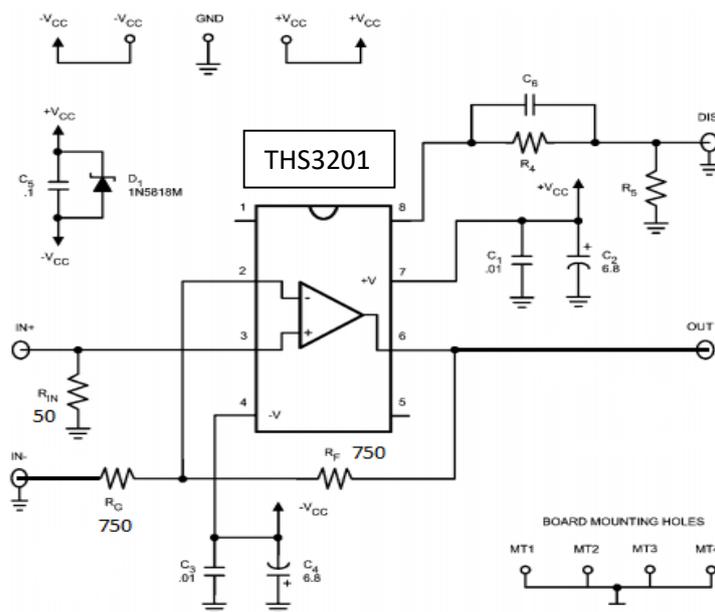


Figura 4. Schema elettrico del driver d'ingresso.

Il generatore di segnale ha una sua impedenza interna da 50ohm (che non può essere cambiata), per cui mettendo una resistenza all'ingresso dell'operazionale anch'essa da 50ohm il segnale verrebbe diviso a metà. Il generatore di segnale da noi utilizzato permette però di impostare il carico visto da quest'ultimo, così facendo si va a compensare la caduta di tensione sulla resistenza interna in modo tale da avere la tensione preimpostata nel generatore, tutta sul carico.

Nel nostro caso abbiamo impostato una tensione di offset da 2.5V (DC) e un ripple sinusoidale da $500V_{pp}$, così facendo tutta la tensione ricade all'ingresso non invertente dell'operazionale, che essendo montato in configurazione non invertente con guadagno di due, permette di ottenere una tensione d'uscita pari a $5V \pm 0.5$.

Tale tensione viene inviata al LT3042, il quale permette di ottenere una tensione regolabile tra i 0V e i 15V a fronte di una tensione di ingresso compresa tra gli 1.8V e i 20V.

Essendo la tensione desiderata d'uscita è pari a 3.3V ed essendo la tensione di drop-out del regolatore pari a 350mV, non è possibile scendere al disotto dei 3.7V in ingresso. Abbiamo però notato che già a 3.8V il dispositivo cominciava a perdere la regolazione, per cui il ripple massimo che può essere applicato all'ingresso, considerando una DC di 5V, è di circa $2V_{pp}$.

Nel nostro caso essendo l'offset 5V e il ripple $\pm 0.5V$ avremo in ingresso una tensione di 4.5V nel caso peggiore e quindi ben al disopra della tensione minima consentita.

Il motivo di interporre tra il generatore di segnale e il regolatore un buffer, risiede nel fatto che il primo deve vedere un'impedenza di carico costante e pari al valore preimpostato (50Ohm) per poter erogare la tensione desiderata. Dato che applicando una tensione variabile direttamente all'ingresso del regolatore, tramite generatore, non si ha un'impedenza di carico costante (ma variabile in funzione della tensione d'ingresso) non è possibile misurare il ripple, utile al calcolo del PSRR.

Altre caratteristiche del LT3042 sono: la limitazione della corrente massima, la modalità di avviamento veloce, e il flag "Power Good" programmabile. Tale dispositivo è stabile con un

condensatore di uscita ceramico da almeno 4,7 μF , ed offre una protezione dall'inversione di polarità dell'alimentazione, dalla corrente inversa e un'interruzione termica con isteresi. Lo schema a blocchi del regolatore LT3042 è il seguente:

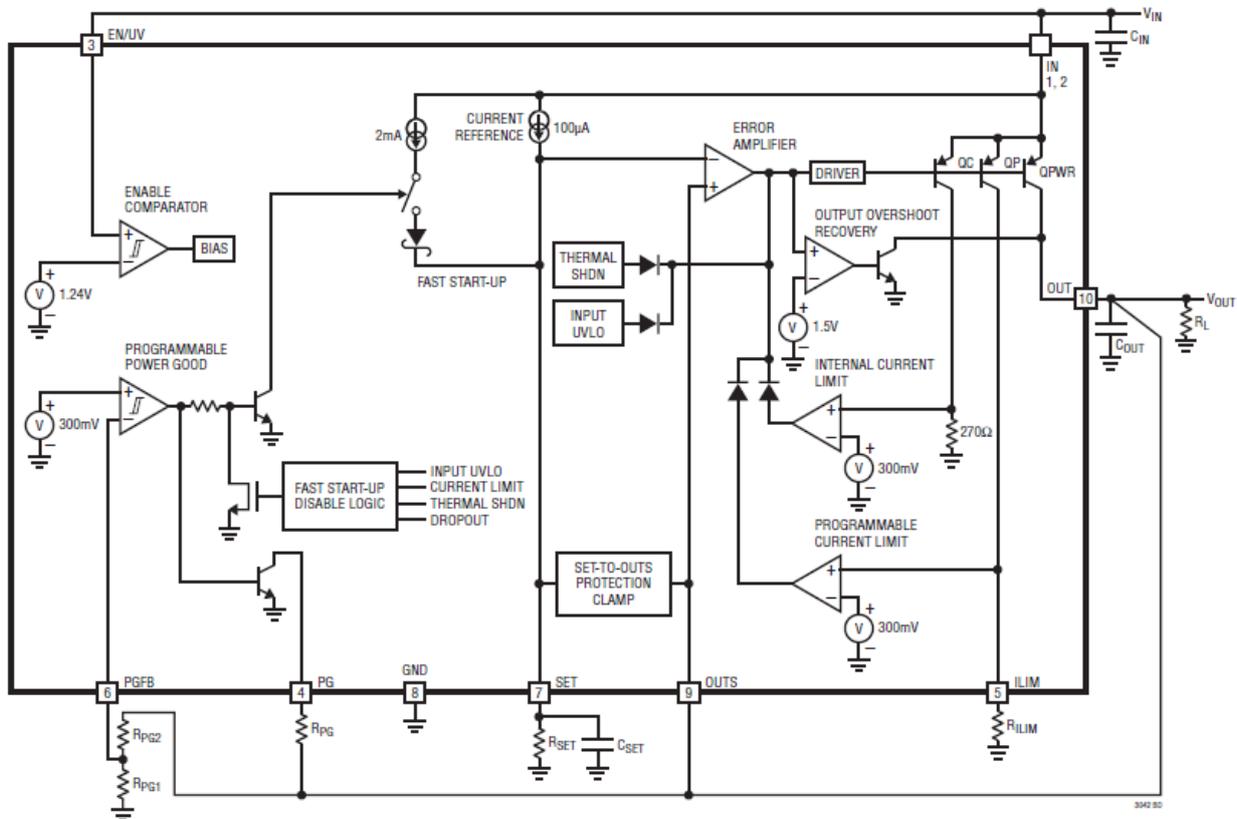


Figura 5. Schema a blocchi LT3042.

La tensione di ingresso del regolatore può essere assegnata al PIN-1 o al PIN-2 indifferente e tale tensione non può essere superiore/inferiore a $\pm 22\text{V}$.

Il PIN-3(EN/UV) è quello di abilitazione e tipicamente permette l'accensione del dispositivo superata la soglia degli 1.24V. Qualora non si utilizzasse il supply under voltage lockout, tale pin può essere collegato direttamente all'ingresso, ma non va mai lasciato floating.

Il PIN-4 è quello di "power good" che indica la corretta regolazione della tensione d'uscita. Tale flag è un open collector che si porta a livello logico alto non appena il power good feedback (PGFB) supera la soglia dei 300mV.

Il PGFB è il PIN-6 e tale ingresso, se utilizzato, deve essere connesso tramite un partitore resistivo al pin d'uscita. Tale pin oltre ad essere utilizzato come soglia programmabile per il PG, può essere utilizzato come ingresso per il fast start. In questo caso viene abilitato un generatore di corrente aggiuntivo, che permette di far scorrere sul pin di regolazione della tensione di uscita (SET) una corrente aggiuntiva di 2mA, rispetto a quella solita di 100uA.

La relazione da utilizzare per calcolare il livello di tensione al disotto del quale la il fast start-up è attivo, è la seguente:

$$V_{FSU(th)} = 0.3 * (1 + R_{PG2}/R_{PG1})$$

Se tale pin non viene utilizzato può essere collegato direttamente all'ingresso, lasciando floating il PG.

Il PIN-7 (SET) è quello che permette di impostare la tensione di uscita del regolatore. Quando si collega un resistore tra il pin e massa, una corrente di 100uA scorre nel resistore stesso determinando la tensione d'uscita.

La relazione da utilizzare per il calcolo della tensione di uscita è la seguente:

$$V_{SET} = I_{SET} * R_{SET}$$

Il PIN-5(ILIM) permette fissare la massima corrente d'uscita connettendo un resistore tra lo stesso e massa. La relazione da usare per la massima corrente d'uscita è la seguente:

$$I_{LIM} = 125mA * K\Omega/R_{LIM}$$

Infine i PIN 8,9 e 10 sono rispettivamente i pin di massa(GND), out-sense (OUTS) piedino non invertente dell'amplificatore d'errore e uscita del dispositivo (OUT).

Il package del LT3042 ha una pad sottostante esposta, da collegare alla massa del circuito stampato, affinché se ne migliorino le proprietà elettriche e la dissipazione termica del dispositivo.

Le scelte fatte in fase di progettazione, sono mostrate nello schema elettrico riportato in figura7:

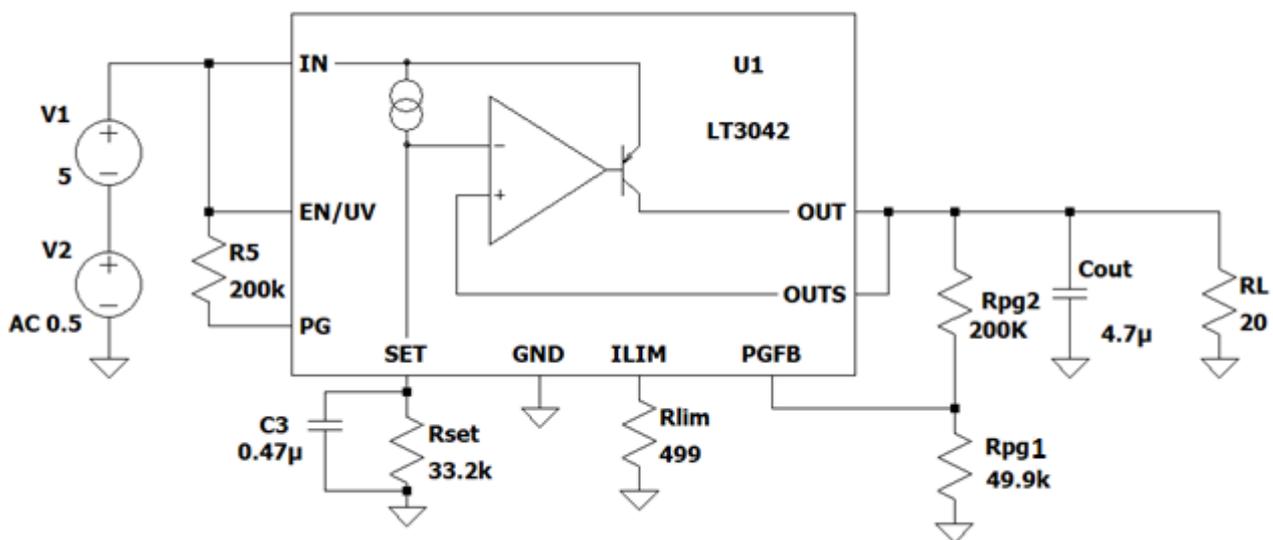


Figura 6. Schema elettrico del regolatore.

Per quanto riguarda la R_{SET} è stata scelta una resistenza da 33.2KΩ in modo tale da avere una tensione di uscita di 3.3V.

La R_{LIM} è stata scelta da 500Ω in modo tale da aver una corrente massima limitata a 250mA.

Questa caratteristica permette di proteggere il regolatore in caso di cortocircuito dell'uscita, evitando che la corrente oltrepassi il massimo valore di corrente consentito.

Per quanto riguarda il fast startup è stato scelto un rapporto di partizione di 4, in modo tale che la tensione all'accensione cresca velocemente (in circa 400us) fino a 1.5V per poi raggiungere il valore di regime in modalità "normal" (fig.8).

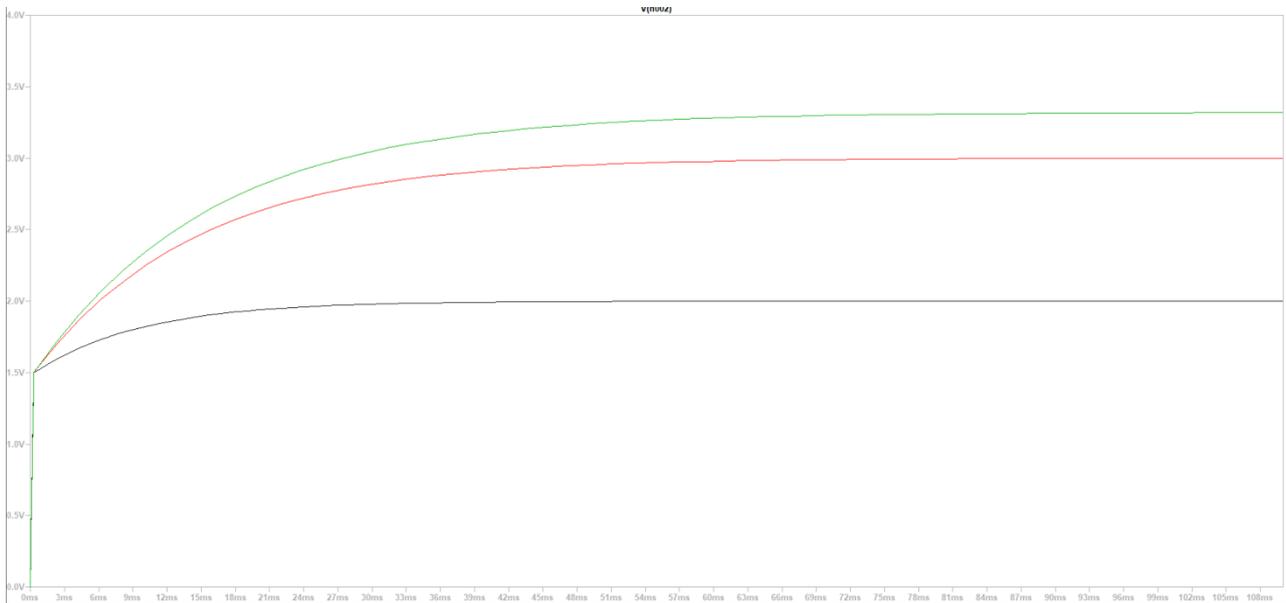


Figura 8. Andamento delle curve d'uscita del regolatore con il fast start-up inserito.

Tale scelta è stata fatta in modo tale da ottenere la funzionalità di Fast-Start-UP anche per tensioni d'uscita più basse di 3,3V senza la necessità di modificare il rapporto di partizione. Infatti qualora il valore della tensione di uscita scendesse al di sotto della soglia di FSU si perderebbe la regolazione.

Per quanto riguarda l'enable, dato che non viene utilizzato l'under voltage lockout, si va a collegare direttamente tale pin a quello d'ingresso.

Infine, il PG viene connesso all'ingresso tramite una resistenza di pull-up, mentre all'ingresso e all'uscita vengono messi dei condensatori verso massa da 4.7uA, così come in parallelo alla R_{SET} (ma in questo caso da 0.47uA) in modo tale da poter migliorare le performance di reiezione e rumore del circuito.

Come consigliato dal datasheet, in fase di montaggio si deve fare in modo che le masse dei due condensatori, d'ingresso e d'uscita, siano quanto più vicine possibile. Inoltre il lato positivo del condensatore di uscita deve essere collegato direttamente al pin OUTS per evitare il più possibile fenomeni parassiti.

Le figure in basso mostrano il layout circuitale su bare board e il banco di misura utilizzato per il calcolo del PSRR.

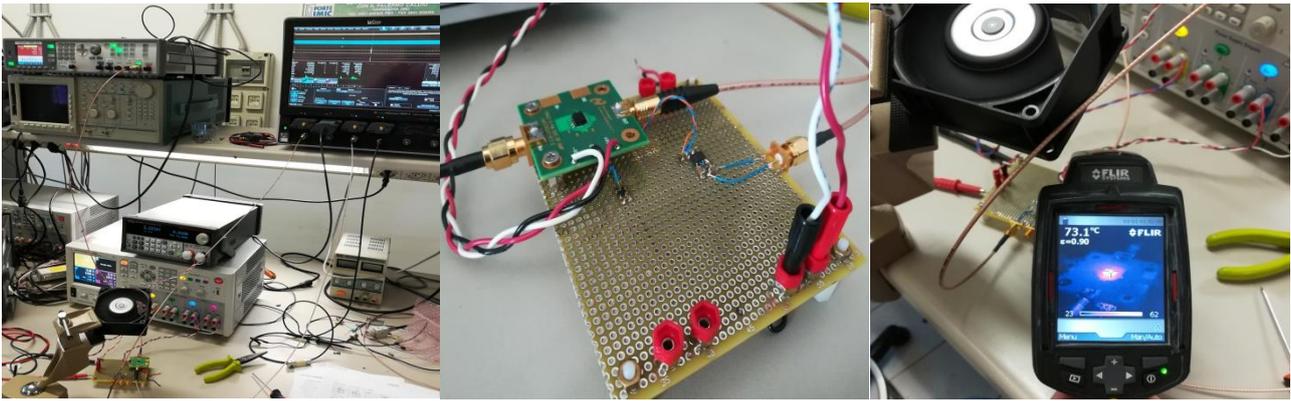


Figura 9. A sinistra il banco di misura, al centro il regolatore montato su bare board e connesso agli strumenti di misura , mentre a destra il controllo della temperatura mediante termocamera ad infrarossi.

MISURA del PSRR del LT3042

Tornando alla misura del PSRR, il segnale in uscita dall'operazionale iniettato all'ingresso del regolatore, ha un contenuto armonico con ampiezza e frequenza nota che a meno dell'attenuazione dovuta al PSRR del regolatore dovrà ripresentarsi in uscita alla stessa frequenza. Per poter misurare l'ampiezza del ripple in ingresso e in uscita dal regolatore abbiamo utilizzato dei connettori SMB connessi tramite cavo coassiale all'oscilloscopio (LeCroy WaveMaster 808 Zi-A) il quale era accoppiato alla rete in modalità AC/1MΩ.

Così facendo il segnale d'ingresso e di uscita a meno della componente continua veniva visualizzato sull'oscilloscopio così come in figura 10.

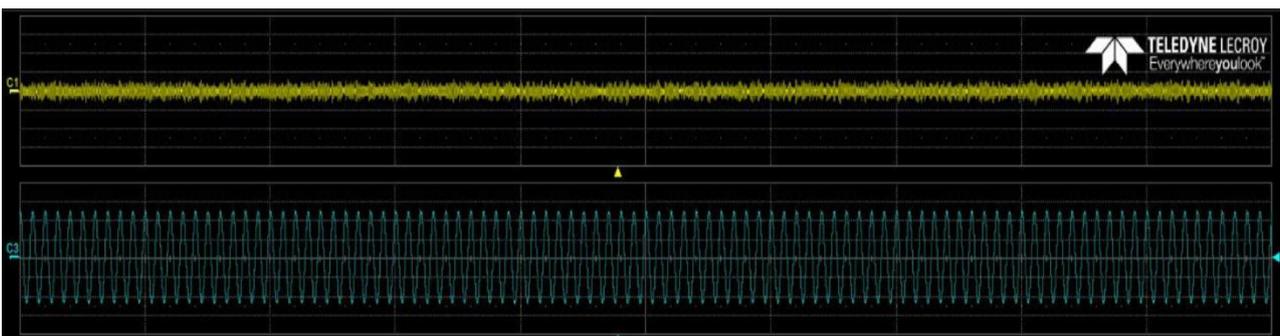


Figura 10. Ripple d'ingresso (blu) e d'uscita (giallo) del regolatore.

In blu (CH3) abbiamo il ripple d'ingresso mentre in giallo (CH1) il ripple d'uscita, i quali presentano i seguenti valori di ampiezza e frequenza (fig.11).

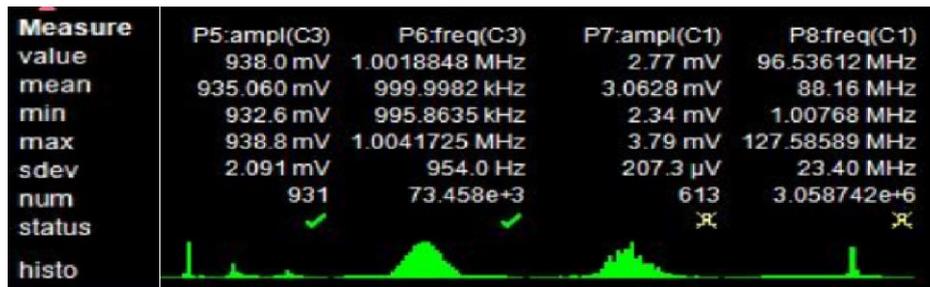


Figura 11. Misure riferite alle forme d'onda della figura precedente

Come possiamo vedere la frequenza e l'ampiezza del ripple d'ingresso corrispondono a quelle impostate sul generatore di segnale e cioè rispettivamente 1MHz e $1V_{pp}$, mentre l'ampiezza e la frequenza del segnale d'uscita non corrispondono a quelle da noi sperate.

Questo è dovuto al fatto che effettuando la misura del ripple d'uscita in questo modo, con il setup utilizzato non è possibile apprezzare il vero valore in quanto questo è abbastanza piccolo da sovrapporsi al rumore della misura stessa.

Per effettuare una misura veritiera sul ripple d'uscita bisogna quindi fare la trasformata di Fourier del segnale di uscita ed analizzare le righe dello spettro ottenute.

Sfruttando la funzionalità analizzatore di spettro dell'oscilloscopio (Teledyne LeCroy WaveMaster 808Zi-A) sono stati ricavati gli spettri del segnale in ingresso ed in uscita al LDO sotto test.

Effettuando la misura in questo modo, lo spettro tipico ottenuto è mostrato nella figura12.



Figura 12. In basso lo spettro del segnale d'ingresso, mentre in alto quello del segnale di uscita.

Come è possibile vedere dallo spettro, in corrispondenza di 1MHz abbiamo sia la riga del segnale d'ingresso sia quella del segnale d'uscita.

Impostando, sempre da oscilloscopio, la misura dell'ampiezza in corrispondenza di questa frequenza, ne vengono fuori i risultati mostrati in figura 12 in basso a destra.

Quindi a fronte dei 421.65mV d'ampiezza di ingresso abbiamo 16.54uV d'ampiezza d'uscita, il che corrisponde ad un PSRR di 88dB.

Ripetendo la misura alle diverse frequenze e alle diverse correnti di carico, impostate opportunamente tramite carico variabile KEITHLEY 2380 abbiamo ottenuto le seguenti misure mostrate in Tabella1.

Tabella 1

Vin [V]	Vout [V]	PSRR [dB]	f [Hz]	IL
439,1E-3	5,3E-6	98,32	10,0E+3	IL=20mA
444,6E-3	4,2E-6	100,47	100,0E+3	
473,6E-3	17,4E-6	88,71	1,0E+6	
470,8E-3	7,0E-6	96,52	2,0E+6	
98,7E-3	51,2E-6	65,70	10,0E+6	
439,2E-3	5,7E-6	97,77	10,0E+3	IL=30mA
444,0E-3	6,2E-6	97,07	100,0E+3	
472,5E-3	16,1E-6	89,33	1,0E+6	
469,3E-3	10,6E-6	92,92	2,0E+6	
99,3E-3	65,3E-6	63,64	10,0E+6	
438,8E-3	6,1E-6	97,15	10,0E+3	IL=40mA
443,5E-3	7,5E-6	95,39	100,0E+3	
472,5E-3	16,4E-6	89,17	1,0E+6	
468,8E-3	13,2E-6	90,99	2,0E+6	
238,7E-3	160,8E-6	63,43	10,0E+6	
438,5E-3	6,4E-6	96,72	10,0E+3	IL=50mA
443,5E-3	9,0E-6	93,85	100,0E+3	
471,9E-3	17,0E-6	88,85	1,0E+6	
467,7E-3	16,0E-6	89,32	2,0E+6	
100,1E-3	90,8E-6	60,85	10,0E+6	
438,3E-3	6,8E-6	96,24	10,0E+3	IL=60mA
443,2E-3	10,4E-6	92,57	100,0E+3	
471,9E-3	18,2E-6	88,27	1,0E+6	
468,0E-3	17,5E-6	88,55	2,0E+6	
100,3E-3	103,5E-6	59,73	10,0E+6	
438,0E-3	7,1E-6	95,80	10,0E+3	IL=69mA
443,1E-3	12,1E-6	91,27	100,0E+3	
470,9E-3	19,9E-6	87,46	1,0E+6	
467,6E-3	18,9E-6	87,85	2,0E+6	
462,7E-3	386,8E-6	61,56	10,0E+6	
430,0E-3	4,0E-6	100,69	10,0E+3	IL=1mA
434,6E-3	10,6E-6	92,22	100,0E+3	
460,0E-3	15,4E-6	89,53	300,0E+3	
462,5E-3	14,2E-6	90,28	350,0E+3	
385,0E-3	7,7E-6	94,04	500,0E+3	
461,8E-3	5,9E-6	97,90	1,0E+6	
462,7E-3	2,1E-6	106,99	2,0E+6	
96,5E-3	7,4E-6	82,34	10,0E+6	

Plottando a su a volta i risultati ottenuti, visualizziamo le seguenti curve di PSRR (figura 13).

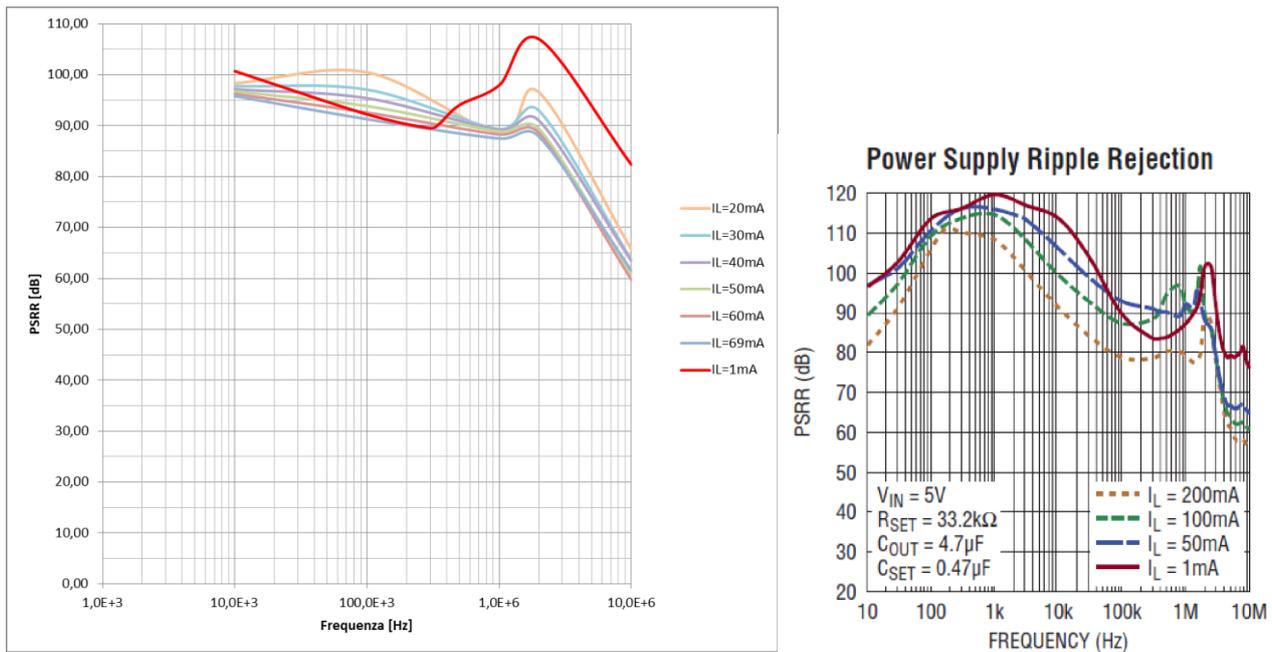


Figura 13. A sinistra le curve ottenute dalle misure da noi effettuate a destra invece quelle mostrate nel data sheet.

Come è possibile notare dal grafico, le nostre misure si fermano a 10KHz, questo perché a frequenze ancora più basse il dispositivo ha un PSRR più alto ed inoltre compaiono righe dovute al rumore, quindi non riusciamo a distinguere il segnale utile da quest'ultimo neanche dall'analisi dello spettro.

MISURA del PSRR del ADM7150 e ADP151

A questo punto possiamo ripetere la misura utilizzando altri regolatori, per vedere se anche in questo caso le misure da noi effettuate mostrano la stessa corrispondenza con quelle mostrate nei datasheet e quindi validare il metodo di misura fin ora utilizzato.

Per far questo abbiamo utilizzato il regolatore ADM7150 della Analog Devices che ha un PSRR anch'esso elevato (dell'ordine dei 100dB) ma che riesce a fornire correnti in uscita fino a 800mA e il regolatore ADP151 anch'esso della Analog Devices il quale ha un PSRR più basso rispetto a gli altri due (sui 60dB) ma che mostra, almeno da datasheet, una tensione di Drop-Out leggermente inferiore il che garantirebbe una minore potenza dissipata sul dispositivo.

Gli schemi a blocchi dei due dispositivi sono i seguenti:

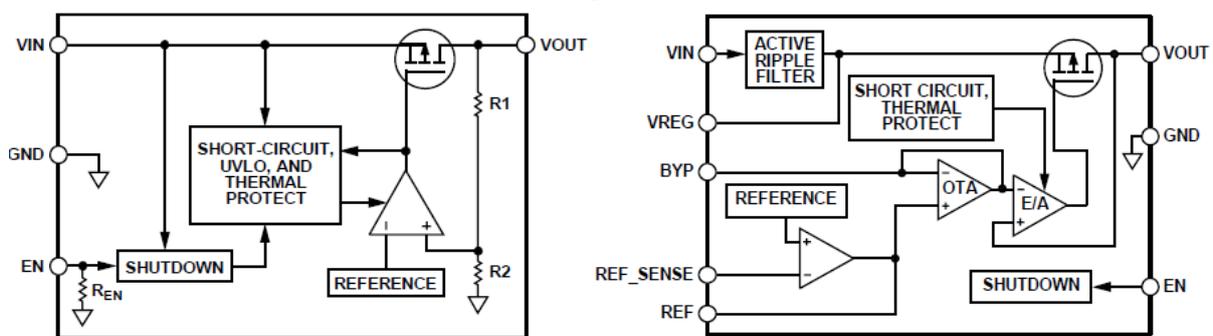


Figura 14. A sinistra lo schema a blocchi dell'ADP151 mentre a destra quello dell'ADM7150.

Entrambi i regolatori a differenza dell'LT3042 presentano una tensione di uscita fissa, per cui non è necessario andare a dimensionare nessun partitore resistivo per regolare tale tensione. Nel caso dell'ADP151 lo schema elettrico è il seguente:

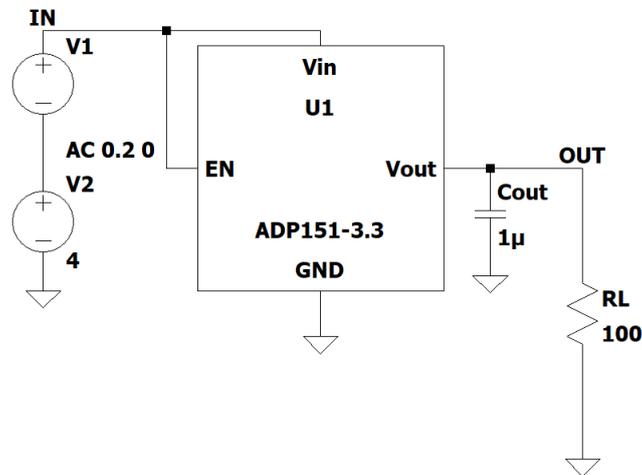


Figura 15. Schema elettrico ADP151

Dove come indicato dal datasheet è necessaria una capacità ceramica da almeno 1uF in uscita per avere una migliore stabilità della tensione della stessa, mentre è necessario collegare l'enable con l'ingresso per fare in modo che il dispositivo si accenda non appena mandiamo in ingresso la tensione da regolare.

Nel caso invece dell'ADM7150 lo schema elettrico è il seguente:

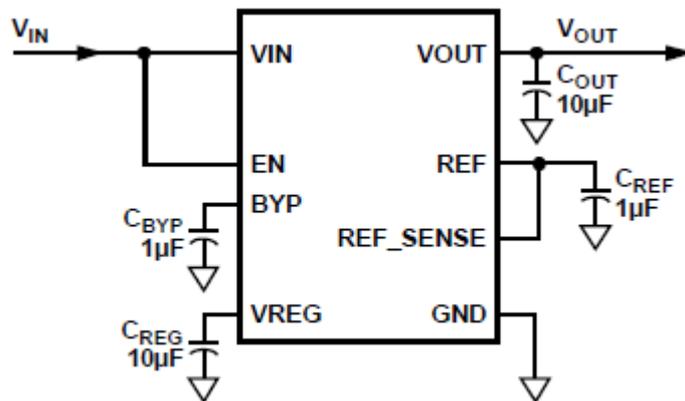


Figura 16. Schema elettrico AMD7150

In questo caso lo schema elettrico suggerito fa uso di molti più condensatori e le capacità consigliate sono da almeno 10uF per la V_{out} e la V_{reg} per migliorare la stabilità del circuito, l'indipendenza dal layout del PCB e quindi conseguentemente il PSRR.

Per quanto riguarda invece le altre capacità ne abbiamo una da almeno 1uF per il pin REF in modo tale da avere una migliore stabilità della tensione di riferimento e una anch'essa da almeno 1uF per il pin BYP per filtrare il buffer reference (possono essere utilizzate anche capacità più piccole

ma nello stesso tempo peggiora il rumore interno prodotto dall' LDO) e avere densità di rumore spettrale in uscita dall' LDO accettabili.

Montando i due regolatori come da schemi elettrici precedenti ed effettuando le misure del PSRR come fatto nel caso del LT3042 si sono ottenuti seguenti risultati:

ADP151

ADM7150

Vin[V]	Vout[V]	PSRR[dB]	Freq.[Hz]	IL	Vin[V]	Vout[V]	PSRR[dB]	Freq.[Hz]	IL
1,89E-01	1,14E-05	-84,40	1,00E+03	IL=10mA	4,57E-01	4,50E-06	100	100,0E+0	IL=10mA
1,89E-01	6,25E-05	-69,61	1,00E+04		4,95E-01	6,20E-06	98	1,0E+3	
1,88E-01	4,47E-05	-72,48	1,00E+05		4,38E-01	6,30E-06	97	10,0E+3	
1,85E-01	1,59E-03	-41,31	4,00E+05		4,65E-01	1,30E-05	91	100,0E+3	
1,94E-01	1,00E-03	-45,73	1,00E+06		4,26E-01	2,85E-05	83	1,0E+6	
1,77E-01	1,60E-04	-60,87	4,00E+06		3,43E-01	1,27E-04	69	10,0E+6	
1,47E-01	1,06E-04	-62,84	1,00E+07						
1,91E-01	1,10E-05	-84,81	1,00E+03	IL=30mA	4,57E-01	3,50E-06	102	100,0E+0	IL=30mA
1,89E-01	1,07E-04	-64,94	1,00E+04		4,43E-01	4,90E-06	99	1,0E+3	
1,87E-01	9,56E-05	-65,84	1,00E+05		4,37E-01	7,40E-06	95	10,0E+3	
1,82E-01	1,64E-03	-40,92	4,00E+05		4,38E-01	1,09E-05	92	100,0E+3	
1,94E-01	2,10E-03	-39,31	1,00E+06		4,21E-01	6,52E-05	76	1,0E+6	
1,63E-01	3,48E-04	-53,40	4,00E+06		2,41E-01	2,97E-04	58	10,0E+6	
5,34E-02	8,91E-05	-55,55	1,00E+07						

Figura 17. Risultati delle misure

Da cui otteniamo i seguenti grafici:

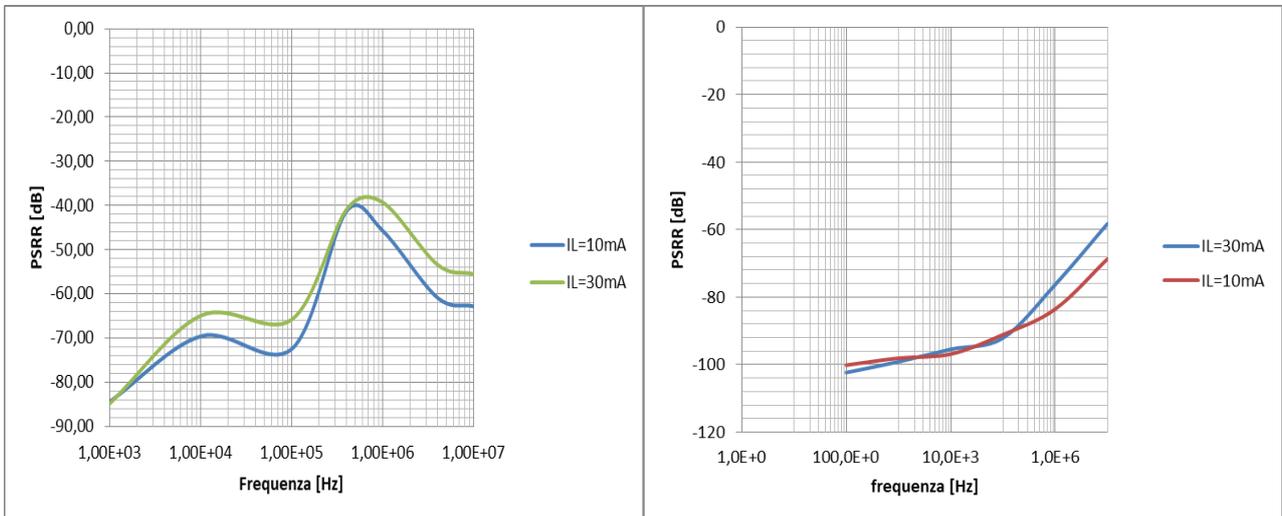


Figura 18. Grafici del PSRR al variare della frequenza per l'ADP151(sinistra) e l'ADM7150 (destra)

Che confrontati con i rispettivi grafici del PSRR su datasheet mostrano una certa congruenza.

CONCLUSIONI

In conclusione, sulla base dei risultati ottenuti, possiamo quindi affermare che tale metodo di misura ci permette di misurare il PSRR con un certo grado di precisione, anche quando il dispositivo si ritrova affetto da rumore di fondo. Infatti, almeno che la riga spettrale del rumore non ricade alla stessa frequenza del segnale sinusoidale del ripple di ingresso, il segnale che è possibile apprezzare in uscita è molto più piccolo rispetto al caso di misura con semplice oscilloscopio posto in modalità AC.

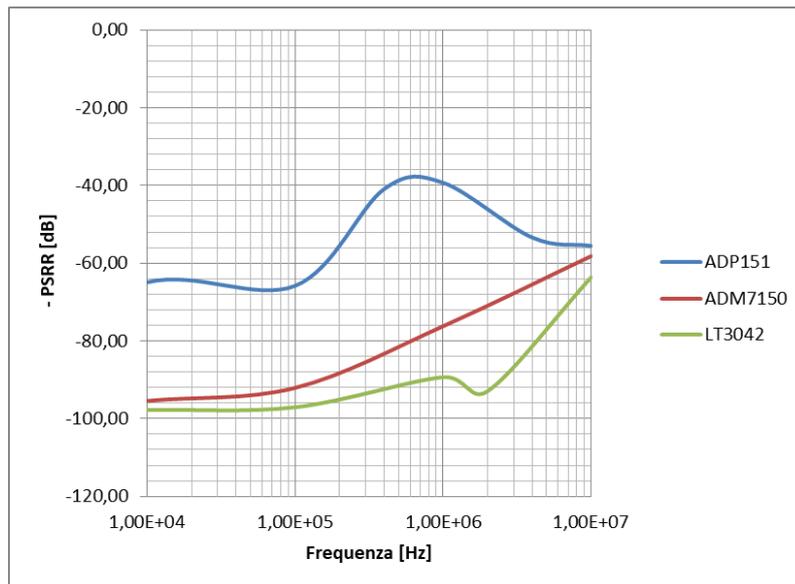


Figura 19. Curve del PSRR dei tre regolatori con un corrente di carico di 30mA.

Inoltre, dal confronto delle curve del PSRR dei tre regolatori analizzati (fig.19) possiamo aggiungere che il PSRR del LT3042 è il migliore misurato, in quanto ci permette di avere attenuazione tra ripple di ingresso e quello di uscita molto alte, anche per frequenze nell'intorno di un 1MHz.

Infine, quello che cercheremo di fare in futuro è di migliorare ancora di più il setup di misura in modo tale da poter misurare il PSRR anche per frequenze più basse dei 10KHz (fin ora analizzato solo nel caso di PSRR basso) dove quest'ultimo è più elevato ed il segnale utile è frammisto al rumore. Questo potrà essere fatto schermando il sistema dal rumore elettromagnetico esterno o ancora utilizzando una strumentazione più accurata.