

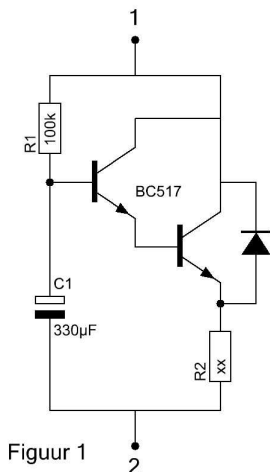
De Electronische Smoorspoel

Introductie

Bij het gelijkrichten van een 50 Hz spanning, is een smoorspoel haast onontbeerlijk als een mooie gelijkspanning verlangd wordt. Bij de betere buizenversterkers werd en wordt daar gebruik van gemaakt. Vroeger waren elco's met een grote capaciteit ook groot en duur. Later, met de betere elco's, met grotere capaciteit, werd de smoorspoel vaak vervangen door een weerstand.

Bij laagspanningsvoedingen wordt zelden gebruik gemaakt van de dure smoorspoel, te meer daar de eigen weerstand je bij de grote stromen parten gaat spelen. Tegenwoordig lossen we dat op met goedkope spanningsstabilisatoren, die als nadeel hebben dat ze nogal ruisen.

Kortom, een smoorspoel met een grote zelfinductie en een kleine ohmse weerstand is nog steeds niet te versmaden in geval men hoge eisen stelt aan de reinheid van de gelijkgerichte spanning. Een smoorspoel achter de voornoemde halfgeleider stabilisator zou in veel gevallen een mooie oplossing kunnen zijn als ze niet zo duur waren.



Figuur 1

Electronische smoorspoel (eISMSP)

Is er geen electronische schakeling te bedenken die de werking van een smoorspoel nabootst? En zo ja, kan die goedkoop en klein geproduceerd worden? Dat kan inderdaad met een klein schakelingetje dat een C 'omzet' in een L. Sommigen noemen dat een "gyrator". De bedenker van het schakelelement 'gyrator', Bernard Tellegen [1900 - 1990] (tevens uitvinder van de penthode!) ging er vanuit dat de gyrator toegevoegd kan worden aan de drie schakel-elementen R, L en C als je de reciprociteit als eigenschap laat vallen. Dat is meestal het geval bij versterkerschakelingen. Hij toont onder andere aan dat dan een L eenvoudig als C geschreven kan worden en omgekeerd. Het schakelingetje van figuur 1 voldoet hieraan. Het zou aan te tonen zijn dat in deze schakeling met een $R2 = 1 \Omega$ voor elke μF van $C1$ de fictieve zelfinductie tussen 1 en 2 ongeveer 0,1 H is. Een $C1$ van 330 μF levert dus 33 H op (bij $R2 = 1 \Omega$).

Keuze van de componenten

Het ligt voor de hand om voor het versterkerelement een darlington-transistor te nemen. Een BC517 heeft een DC-gain van 30.000 en mag 500 mA trekken. De maximale dissipatie is 625 mW. Het is zaak de spanningsval over de schakeling zo klein mogelijk te houden zonder dat de transistor uit zijn werkgebied komt door de rimpel uit de voorgaande gelijkrichter.

$C1$ kan gerust groot gekozen worden. Er staat minder dan 3 volt over, dus is hij niet zo duur!

Bij simulatie bleek $R1$ steeds zo'n 100 k Ω te moeten zijn en moet de eISMSP met een elco worden afgesloten om een werkzame smoorspoel te krijgen (zie later).

De spanning U_{12} over de schakeling wordt < 2,5V. De waarde van $R2$ hangt af van de stroom die verwerkt moet worden. De zelfinductie wordt stroomafhankelijk.

Met de simulator MicroSim8 is het volgende gevonden:

I ... (mA)	R2 ... (Ω)	R_{DC} ... (Ω)	g@100Hz	V_{12} ... (V)	P_c ... (mW)
10	1,0	134	-47 dB	1,34	13
25	1,0	75	-47 dB	1,5	38
50	1,0	31	-45 dB	1,54	77
100	1,0	18	-45 dB	1,76	176
200	0,82	11	-45 dB	2,22	444
250	0,82	10	-45 dB	2,50	625
300	0,82	9	-45 dB	2,8	840

-45 dB@100 Hz (~200x) betekent een zelfinductie van 20 H bij 300 mA. Denk er om dat de zelfinductie ongeveer lineair afneemt met de stroom! De verzwakking verloopt nauwelijks, maar de belastingweerstand is evenredig kleiner.

Als we $R1 = 10k$ (zeker klein genoeg voor een variabele h_{FE}), $C1 = 330 \mu F$ en $R2 = 1 \Omega$ kiezen, vinden we:

I ... (mA)	R2 ... (Ω)	R _{DC} ... (Ω)	g@100Hz	V ₁₂ ... (V)	P _c ... (mW)
10	1,0	132	-43 dB	1,32	13
25	1,0	56	-41 dB	1,39	35
50	1,0	29	-40 dB	1,46	73
100	1,0	16	-38 dB	1,57	157
200	1,0	9	-37 dB	1,73	346
250	1,0	7	-38 dB	1,86	465
300	1,0	6	-37 dB	1,90	570
350	1,0	6	-37 dB	1,98	693
400	1,0	5	-37 dB	2,06	824

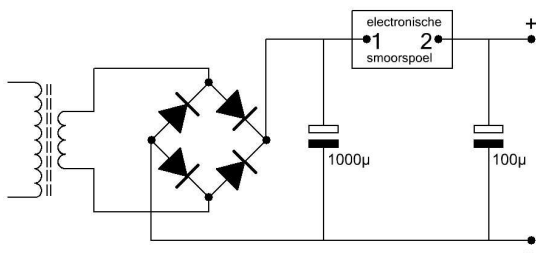
Daar worden we dus niet echt wijzer van. Bovendien is er nog minder ruimte voor rimpelspanning op de ingang: de kniespanning wordt bij een grotere basisstroom sneller groter dan de V_{ce} ! Een grotere transistor helpt ook niet, mits de V_{ce} vergroot wordt ((schottky) diode in serie met R1), waardoor de dissipatie weer toeneemt, etc.

Isolatie

TentLabs heeft prachtige parallel-stabilisatoren die zowel 'heen als terug' breedbandig isoleren. Niet alleen de schakeling wordt van zijn omgeving geïsoleerd, ook de omgeving van de schakeling, wat in digitale systemen zeer wenselijk kan zijn. Bovendien zijn de ruseigenschappen onovertroffen. Ze zijn echter slechts tot zo'n 40 mA inzetbaar.

Toepassingen

In eerste instantie kan de elektronische smoorspoel (eISMSP) natuurlijk gebruikt worden in de klassieke gelijkrichter zoals in figuur 2. Het ligt niet zo voor de hand om deze eISMSP in hoogspanningsgelijkrichters te gebruiken omdat de rimpel daar vrij groot zal zijn door de kleinere elco's. Deze mag niet groter zijn dan ongeveer 1 volt top-top. Daar zijn de MEC-50 en de MEC-100 beter op hun plaats. Bij laagspanningsvoedingen zijn de capaciteiten van de elco's veel groter zodat bij honderd milliampère de rimpel klein kan zijn.



figuur 2

Rimpel

De rimpel aan de ingang mag niet te groot zijn omdat anders de transistor in verzadiging raakt en de uitgangsspanning daalt met bovendien veel minder verzwakking dan beoogd. Dit kan verholpen worden door over C1 een weerstand van 100 kΩ te zetten. De belastingstabel wordt dan:

I ... (mA)	R2 ... (Ω)	R _{DC} ... (Ω)	g@100Hz	V ₁₂ ... (V)	P _c ... (mW)
10	1,0	264	-48 dB	2,64	26
25	1,0	112	-47 dB	2,79	70
50	1,0	60	-46 dB	2,98	149
100	1,0	33	-46 dB	3,30	330
200	1,0	20	-47 dB	3,94	788

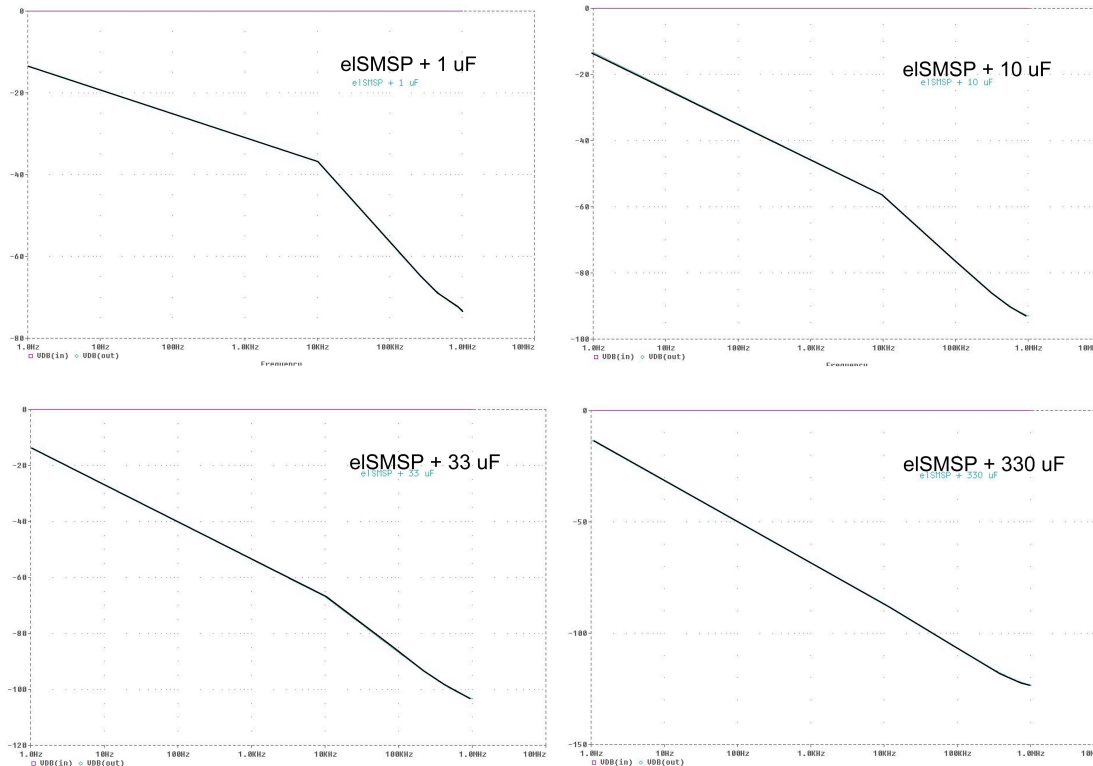
Tussen de 5 en 50 mA belasting (althans met een weerstand!) mag de rimpelspanning aan de ingang niet groter zijn dan $2 V_{top}$. Dat betekent dat de elco achter de Grätz niet kleiner mag zijn dan: $Q = 0,01 \text{ sec bij } 50 \text{ mA} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ C}$, zodat $C_{elco} > Q/V = 5 \cdot 10^{-4} / 2 = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ F} = 250 \mu\text{F}$.

Een fraaie toepassing is natuurlijk achter een stabilisator: de rimpel is dan miniem en de eISMSP filtert de uitgangsruis uit.

Enkele plaatjes

MicroSim8 kent geen BC517, zodat we genoeg moeten nemen met twee BC547's als darlington geschakeld. De simulaties zijn gedaan met $R1 = 100 \text{ k}\Omega$ en $R2 = 1 \Omega$. De eISMSP werd achter een batterij van 10 volt geplaatst waarmee in serie een generator met een uitgangsspanning van 0,3 V bij

100 Hz stond. Het geheel werd met 80Ω belast zodat er ongeveer 100 mA DC liep. Hieronder is met enige moeite (ik heb via drie verschillende pakketten dit schoons gewrocht) in te zien dat het afsluiten van de eISMSP met $1 \mu\text{F}$ er achter (als onderdeel van de belasting) tot 10 kHz een weerstand oplevert van 1600Ω (6 dB/oct).



Bij een afsluiting met $10 \mu\text{F}$ is de helling onder de 10 kHz: 10 dB/decade, bij $33 \mu\text{F}$ is dat 13 dB/dec, bij $100 \mu\text{F}$ (hier niet getoond) 16 dB/dec om uiteindelijk bij een afsluiting van $330 \mu\text{F}$ (tot 1 MHz) uit te komen op 18,5 dB/dec, een fictieve spoel van 40 H benaderend.

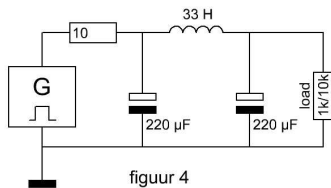
De Q van het π -filter

Het afvlakfilter dat gevormd wordt door de (electronische) smoerspoel en de elco's er voor en er achter (zie figuur 4) is een π -filter. Uit de filtertechniek is bekend dat zo'n laagdoorlaatfilter een karakteristieke impedantie heeft waarmee hij op zijn minst afgesloten moet worden om een nette doorlaatkarakteristiek en vooral een goede sprongkarakteristiek te krijgen. Die karakteristieke impedantie bij ons filter ligt op: $Z_0 = \sqrt{L/C}$. Met $L = 33 \text{ H}$ en de beide C 's = $220 \mu\text{F}$ komen we dus op:

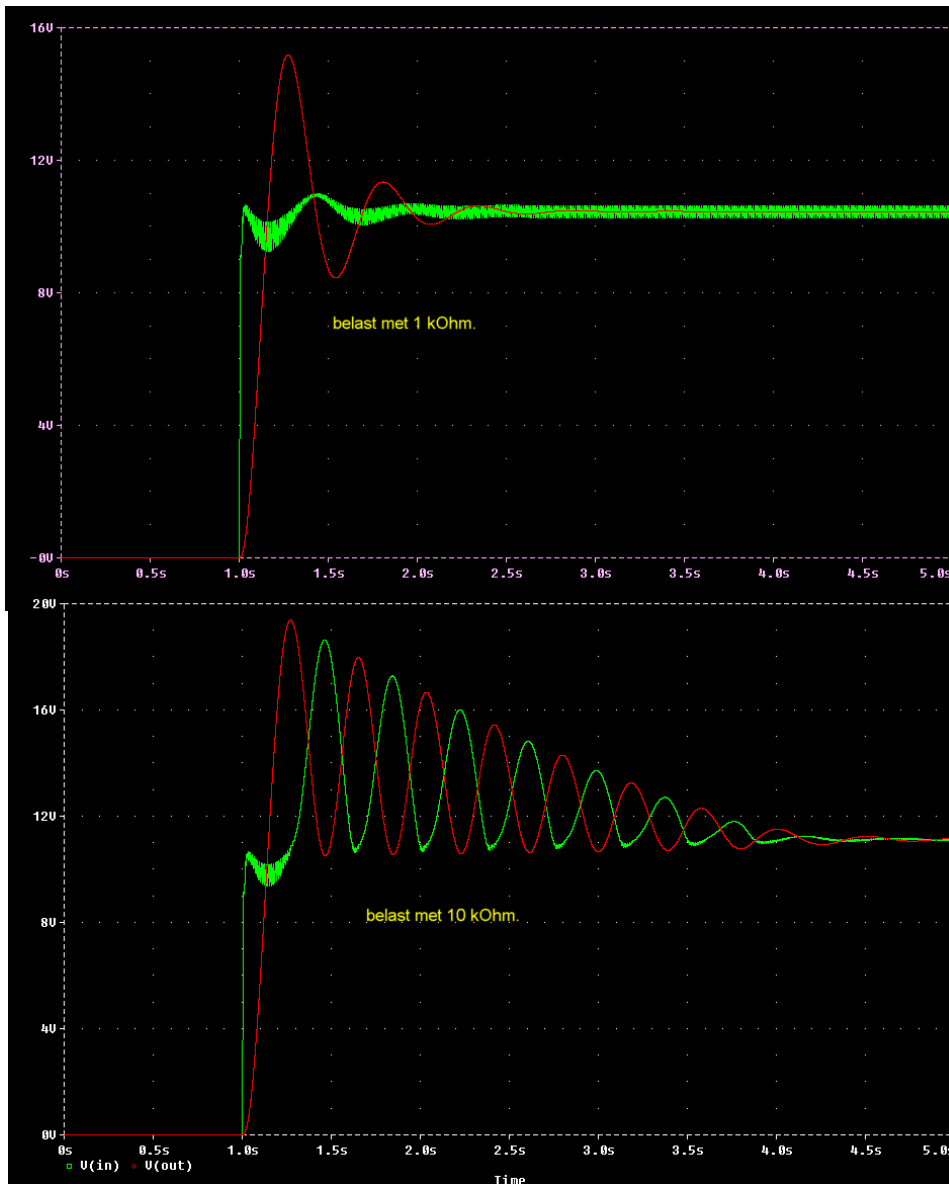
$$Z_0 = \sqrt{(33/220 \cdot 10^{-6})} = 387 \Omega.$$

De afsnijfrequentie komt op: $\omega_0 = \sqrt{1/LC} = \sqrt{1/33 \cdot 220 \cdot 10^{-6}} = 11.7 \text{ rad/s}$ of $f_0 = 1,86 \text{ Hz}$.

Ons filter zal belast worden met een electronische schakeling die enkele tientallen milliampère stroom zal opnemen. Bij een uitgangsspanning van bv. 12 volt zou er bij een weerstandsbelasting van 400Ω een stroom lopen van 30 mA. Dat komt aardig overeen met de gewenste afsluitweerstand **als sprake was van een ohmse belasting!** Een collector of drain van een transistor zal bij 30 mA echter een veel grotere belastingsimpedantie laten zien. Die kan vele kilo-Ohm zijn. Bij op amps is dat niet veel anders. Ons π -filter wordt dus waarschijnlijk met een veel te hoge impedantie afgesloten. Hieronder wordt het inschakelen getoond bij een ohmse belasting van 1 en 10 k Ω .



figuur 4



G in figuur 4 is een dubbelzijdige gelijkrichter. In serie met de diodes staat 10Ω .

De groene kromme geeft de spanning over de linker elco aan, de rode die over de rechter elco.

De doorschot is veel te groot! Het ziet er naar uit dat ons filter zich gaat gedragen als een slecht gedempte kring op 1,86 Hz.

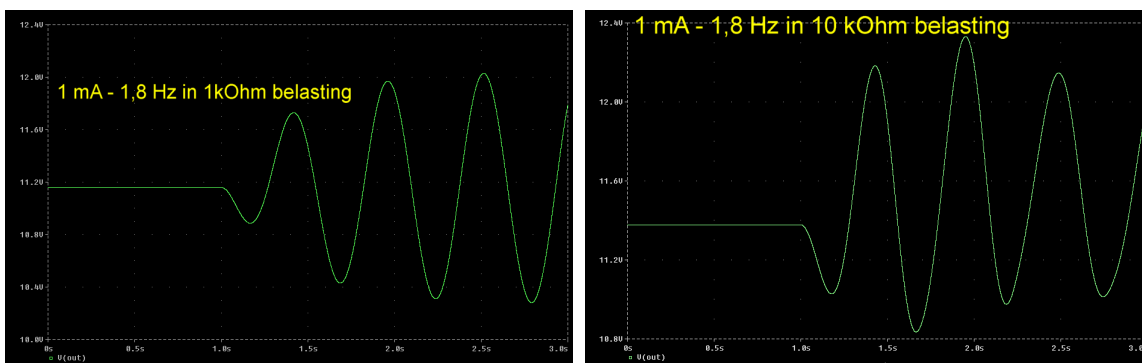
Is dat erg?

Ja dat is erg!

De doorschot van de uitgangsspanning kan zo maar twee keer de gewenste uitgangsspanning worden. De gelijkrichter aan de ingang grijpt niet in. Het is maar de vraag of de electronica achter het filter dat overleeft!

Wat te denken van een variërende belasting met een frequentie in de buurt van de 1,86 Hz? Als de belastende schakeling niet zuiver in klasse A staat, zal de **puls van muziek** een variërende belasting vormen rond die frequentie. De kring zal daardoor aangestoten worden!

Als de belastingsstroom 1 mA varieert ziet de uitgangsspanning er (bij 1 en 10 k Ω belasting) uit als:



De uitgangsspanning deint bijna 2 volt op en neer met de muziek! Dat is ook een ongewenste situatie! *Ik begrijp nu ineens waarom er over de smoorspoel in een professionele Philips buizenversterker van weleer een weerstandje over de smoorspoel stond! In radio's uit die tijd zat geen smoorspoel (meer) maar een draadgewonden weerstand.... Dat is goedkoper en je bent van de tweede orde verschijnen af!*

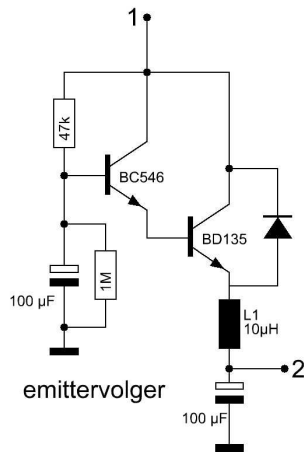
We zullen zien of er wat aan de Q te doen is....

Bij nadere beschouwing

blijkt de schakeling van figuur 1 (met of zonder extra weerstand van 100 k over C1) niet het beloofde gedrag te vertonen: de correlatie tussen de grootte van C1, R2 en de fictieve zelfinductie tussen de aansluitingen 1 en 2 is minder eenvoudig dan eerder gesuggereerd. Dat bleek na 'breadboarden'. Alleen al de aanname van de werking van $R2 = 1 \Omega$! Welke transistor had 'de ontwerper' voor ogen dat de $R_{ee} \ll 1 \Omega$ zou zijn?

De simulaties komen niet overeen met 'de werkelijkheid': de breadboard-versie. De gemeten demping komt daar in de buurt van de 20 dB. Het kan haast niet anders of de transistor in Microsim is slecht gedefinieerd. Guido Tent veronderstelt dat de Early-spanning, oftewel de collector-emitter-weerstand, van de transistor te klein is en stelt voor een FET te gebruiken.

Met een emittervolger

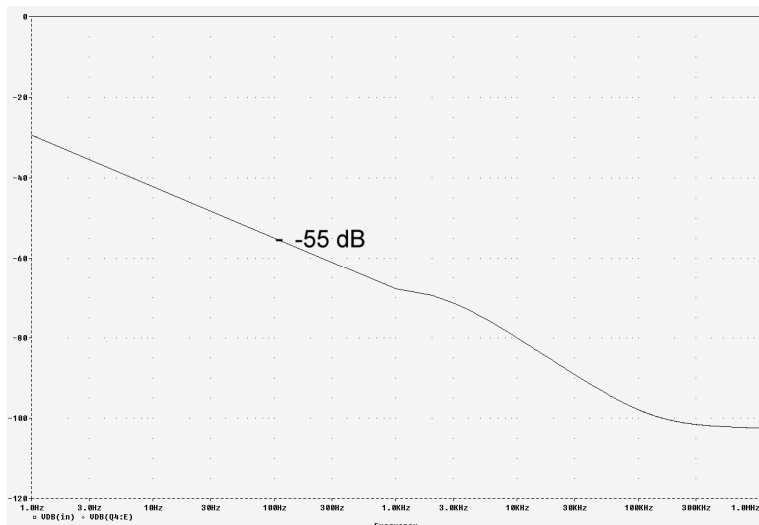


Het lijkt mij eenvoudiger om met een (darlington) transistor als emittervolger fictief een C te vergroten. De verzwakking bij zeer lage frequenties wordt daarmee groter, zelfs met een elco van 100 µF en zonder tweede orde problemen! Over de emitter als uitgang komt een ferriet-kraaltje tegen oscilleren.

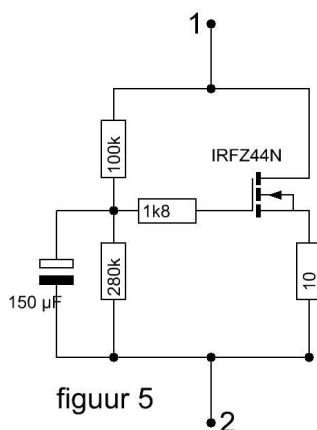
I ... (mA)	R _{DC} ... (Ω)	g@100Hz	V ₁₂ ... (V)	P _c ... (mW)
10	190	-62 dB	1,9	19
25	76	-58 dB	1,9	48
50	40	-57 dB	2,0	100
100	22	-55 dB	2,2	220
200	12,5	-55 dB	2,5	500

De grafiek hiernaast is gesimuleerd bij 100 mA. Bij andere stromen is de uitkomst praktisch gelijk.

NB.: bij 10 Hz is de verzwakking al 30 dB! Dat wil zeggen dat de fluctuaties op het lichtnet ook aardig verzwakt worden wat bij de elektronische smoorspoel veel minder het geval is.



De eISMSP met een FET



Voor de FET moet een type gekozen worden met een grote Early-spanning. Guido koos voor een IRLZ44N die volgens de manuals gelijk is aan de IRFZ44N, een HEXFET Power MOSFET. De hooibergschakeling zag er uit als hiernaast.

De verzwakking is hiermee met 200 mA bij 100 Hz zo'n **55 dB** als hij afgesloten is met 100 µF! Dus toch....

Een kortsluitbeveiliging met zo'n FET is ook niet nodig als de voeding tenminste niet al te hard is.

Nu de hoge Q nog te lijf gaan....

MicroSim kent de FET niet, dus blijven simulaties achterwege.