

Regulated Screen Supplies and Protection for Tetrode Amplifiers

Ian White, G3SEK
52 Abingdon Road
Drayton, Abingdon
Oxon OX14 4HP, England

Copyright 1990 by G3SEK

Tetrodes such as the 4CX250B are very sensitive to screen-grid voltage, so they need an extremely well-regulated supply. The screen voltage for the 4CX250 or 4CX350 should be about 360V, and for good intermodulation performance the regulation must be better than $\pm 100\text{mV}$. This is a major electronic design problem, and many published screen-grid regulators for RF tetrodes are very bad!

Since the screen voltage must be stabilized under conditions of both positive and negative screen current, a shunt regulator must be used. Although the screen current indicated by the meter is only a few milliamps, the supply must be able to source or sink up to 50mA (two tubes) in order to handle audio-frequency transients. This means that the shunt regulator must have a standing current of 50mA to supply the positive screen current, and must also be able to accept an additional 50mA of negative screen current.

The screen current of a tetrode is a sensitive indicator for almost anything that could go wrong - incorrect tuning and loading, flashover, loss of anode HV, melted feedline, etc. Excessive positive or negative screen current can thus be used to trip the amplifier into a safe condition which protects both the tube and the screen supply.

SCREEN-GRID SAFETY

The screen grid of a tetrode can easily be damaged by a flashover from the anode, and the bypass capacitor in the base is rated at only 1000V. **NEVER** let the screen grid 'float' in an open-circuit condition; it will charge itself very rapidly to a high voltage, which will probably destroy both the tube and the socket. For the same reason, **DO NOT USE A SCREEN-GRID FUSE** - it is a danger to the tube, not a protection! Also, **DO NOT** use series diodes to isolate the zeners from flashovers - there is no voltage regulation under ordinary conditions of negative screen current, so flashovers are very likely!

Voltage-dependent resistors (MOVs, Varistors or VDRs) are strongly recommended for protection of the tube and its base. Spark gaps are not recommended - their turn-on is unreliable and slower than VDRs, and they are also more expensive. The V275LA40B (Harris or GE-MOV) is suitable for 360V supplies; it will start to conduct at about 370V, and will absorb a large amount of energy without damage. VDRs give reliable and positive protection, for only about 1% of the price of a new tube or base.

It is a good idea to switch the screens to ground on receive, but you also need a resistor of 33-47k connected permanently from screen to ground, to discharge any static buildup while the relay contacts are changing over. This resistor is not intended to provide a path to ground for negative screen current

- that function is performed by the shunt regulator.

ZENER REGULATED SUPPLY - not recommended

The voltage regulation of a zener supply is generally worse than $\pm 1\text{V}$, and cannot be recommended for low-intermodulation performance on today's crowded bands. At a standing current of 50mA for two tubes, the dynamic resistance is likely to be over 100 Ohms. A few years ago I published a simple protection circuit using a sensitive relay between the zener regulator and the screen grids. This works well, but it also adds another 50-100k to the dynamic impedance of the screen-grid supply. Some improvement to the regulation at higher audio frequencies can be obtained by using a large reservoir capacitor (50uF) from screen to ground.

G4JZQ/GW4FRX BIPOLAR REGULATOR

This circuit was published in Radio Communication, December 1987 and January 1988, as part of a complete Power Supply and Control Unit (PSCU) for a pair of 4CX tubes. It meets all the requirements for good regulation, and a separate regulator is used for each tube so that the standing currents of the tubes can be set individually. The tubes are protected by other circuits in the PSCU.

Each screen regulator has a constant-current supply from the +400V unregulated line, with a shunt regulator to ground. The constant-current source improves the voltage regulation and also protects the supply against short-circuits. In the shunt regulator, an externally compensated op-amp feedback circuit provides high loop gain and excellent voltage stabilization. See the original article for further details.

The main shunt regulator is a high-voltage bipolar power transistor. Although these can work well, there is always a possibility of thermal runaway and second breakdown because of the high-voltage, high-current mode of operation. Power MOSFETs are a considerable improvement over bipolar transistors in this application. There are no risks of thermal runaway or second breakdown, and they can provide extremely high loop gain. MOSFETs can also be connected directly in parallel to handle higher currents. The JZQ/FRX 'bipolar' regulator can easily be adapted to use MOSFETs.

G4JZQ/GW4FRX MOSFET REGULATOR

This circuit was designed for a commercial PA using one 4CX, which had no screen regulation at all! For this particular application it was necessary to derive the operating voltage for the op-amp from the 360V line, which introduced a little complication. Voltage regulation is excellent, but there are no protection circuits for the tube. This circuit will appear in the new *VHF/UHF DX Handbook*, to be published later in 1990 by PW Publishing (GB).

G3SEK/G4JZQ/GW4FRX REGULATOR AND SCREEN TRIP

For my own amplifier I needed a circuit which provided the excellent voltage regulation of the JZQ/FRX MOSFET design, plus protection against faults and flashovers - but I also wanted something simple which could be integrated into my existing power supply.

Figure 1 shows the circuit. The voltage regulator follows the JZQ/FRX MOSFET design very closely. TR1 is a constant-current source using a pair of IRF840P 500V power MOSFETs connected directly in parallel. The shunt stabilizer consists of TR2 (another pair of IRF840Ps) in series with TR3. TR3 creates the 30V supply for the 748 op-amp and an LM317L provides a stable reference voltage of about 23V for the inverting input of the op-amp. The non-inverting input receives a sample of the output voltage, and the output of the op-amp drives TR2 via a level-shifting circuit. Note the use of an uncompensated 748 op-amp with external lag-lead compensation by R22 and C7 - internally compensated op-amps will oscillate in this type of circuit.

Technical Reports: Reg. Screen Supplies and Protection for Tetrode Amplifiers by G3SEK

Screen current is sensed to provide protection. Positive or negative screen-grid current generates a voltage across R5, which is sampled by the TIL117 opto-isolator whose operating point is stabilized by the 78L08 voltage regulator. Note that R5 and its diode bridge are inside the feedback loop of the shunt stabilizer, and do not affect the voltage regulation. Excessive screen current trips the 2N5064 thyristor and turns off TR6, removing the 12V supply from the power relay in the anode HV supply, and also from the PTT relay RLA.

In the receive condition, another opto-isolator is used to reduce the current supplied by TR1, and hence to reduce the power dissipation in TR1, TR2 and TR3. Even so, TR1 and TR2 require a large heatsink, and an on-board TO220 heatsink is used for TR3.

Note the use of a VDRs and a 47k resistor to protect the screen grids of the 4CX250Bs, and another VDR to protect the circuit itself in the event of a flashover. The resistor draws a current of about 8mA and the centre-zero meter is mechanically adjusted to compensate for this. On the regulator board, C10, C12 and the VDR are returned to a separate 'flashover' ground to avoid damage to the ICs caused by large current surges on the low-level ground rail.

To set up the regulator, first remove both opto-isolators and disconnect the tubes. Adjust RV1 to supply 45mA (remove link to measure current), and set RV2 to give 360V to the screens. Disconnect the 400V supply and fit the current-trip opto-isolator. Connect an external 40mA DC supply across R5 etc, and adjust RV3 so that the thyristor just trips. Taking into account the 47k resistor from screens to ground, the circuit will trip at a positive current of 32mA or a negative current of 48 mA from both screen grids combined. The tubes should never normally operate at such screen currents, so any trip will indicate some definite fault.

Now connect the tubes and the 400V supply. While modulating and mistuning the amplifier to create various positive and negative screen currents, check that voltage regulation is within a few hundred millivolts - even with heavy SSB modulation. **IMPORTANT** - the loop gain in the voltage regulator is extremely high, so it may be necessary to change R22 and possibly C7 to obtain the optimum balance between noise and stability. Use an oscilloscope to check for instability and noise on the 360V rail.

Finally, insert the other opto-isolator and check that the current through TR1 etc is reduced to about 5mA on receive, increasing correctly to 45mA on transmit (adjust R21 if necessary). The circuit may lose voltage regulation on receive, but should immediately return to 360V on transmit.

This circuit works extremely well. I have used it for one year with a K2RIW amplifier giving 500W PEP output in class AB1. When used in class B for EME, under conditions of positive screen current, the improved screen regulation has increased the available RF output from 1000W to 1100W. Protection is excellent - for any fault causing excess screen current, the 2.2/2.8kV anode supply is removed while RLA grounds the screens, switches the control grids to -200V and disconnects the screen supply. All voltages are restored when the RESET button is pressed, but the circuit will instantly trip again if the original fault has not been cured.

G3SEK/G4JZQ/GW4FRX SIMPLIFIED REGULATOR AND SCREEN TRIP

The previous circuit is unnecessarily complex around the voltage regulator, because the +12V DC supply could be used to power the op-amp instead of generating an internal +30V supply. Thus TR3 etc could be eliminated and the source of TR2 could be connected directly to ground.

Figure 2 shows the simplified circuit. Although most of it is the same as Figure 1, **THIS CIRCUIT HAS NOT YET BEEN TESTED** - so be careful! The CA3130 is an uncompensated CA3140, and the external compensation components Rx and Cx may need to be different from R22 and C7 in Figure 1. To optimize the compensation, insert a 10k trimmer potentiometer in the Rx position and try various values for Cx

Technical Reports: Reg. Screen Supplies and Protection for Tetrode Amplifiers by G3SEK

in the range from 2nF to 10nF. Look for the best combination of low-noise output and stability under ALL operating conditions.

Figure 3 shows a half-Eurocard PC board design for this circuit. Like the circuit itself, **THIS BOARD HAS NOT BEEN TESTED!**

OTHER OPTIONS

Ideally, each tube should have its own voltage regulator and trip circuit. For a single tube, use only one IRF840P at TR1 and TR2. The circuitry around TR3, TR4 and TR5 is only needed on one of the two circuit boards, so provision has been made to connect the thyristors on the two boards in parallel. This input (X-Y in Figure 2) can also be used to trip the amplifier from any other fault signals, or to inhibit transmission until the heaters have warmed up.

For 24V DC relay supplies, only a few changes are necessary, but take care not to exceed the Vgs values for MOSFETs TR3 and TR4.

Exactly the same techniques can be used for tetrodes requiring higher screen voltages, such as the YL1050. Power MOSFETs rated up to 1000V are readily available, as also are VDRs suitable for screen voltages up to 900V, so these stabilization and protection circuits could easily be adapted.

Please experiment with the circuit ideas and the PC board (but not for commercial use). Any 'feedback' from DUBUS readers will be greatly appreciated.

Deutsch:

Tetroden, die in VHF/UHF-Linear-Leistungsverstärkern eingesetzt werden, benötigen eine sehr stabile Schirmgitterspannung. Für Tetroden der 4CX250-Serie muß die Schirmgitterspannung 360 V betragen und für gutes Intermodulationsverhalten soll die Regelung besser als ± 100 mV sein! Das zu erreichen bedeutet einige Anstrengungen im Design der Stromversorgung. Viele Stromversorgungen, die in diesem Zusammenhang veröffentlicht worden sind, halten diese Forderung bei weitem nicht ein.

Da die Regelung sowohl für positiven als auch für negativen Schirmgitterstrom funktionieren muß, kommt nur ein Shunt-Regler in Frage. Obwohl der DC-Strom im Betrieb nur wenige mA beträgt, muß die Schirmgitterstromversorgung ± 50 mA liefern können, um bei SSB-Betrieb die Stromspitzen liefern zu können. Daraus folgt ein Querstrom von 50 mA für den Shunt-Regler, so daß dieser ± 50 mA liefern kann.

Der Schirmgitterstrom einer Tetrode ist ein sehr empfindlicher Indikator für den Betriebszustand der Röhre: Falsche Abstimmung, Überschläge, Ausfall der Anodenspannung, Ausfall der Last usw. führen unmittelbar zu hohen Überströmen im Schirmgitterkreis. Dieser sollte detektiert werden, um die PA sofort abzuschalten.

Schutz-Schaltung für das Schirmgitter

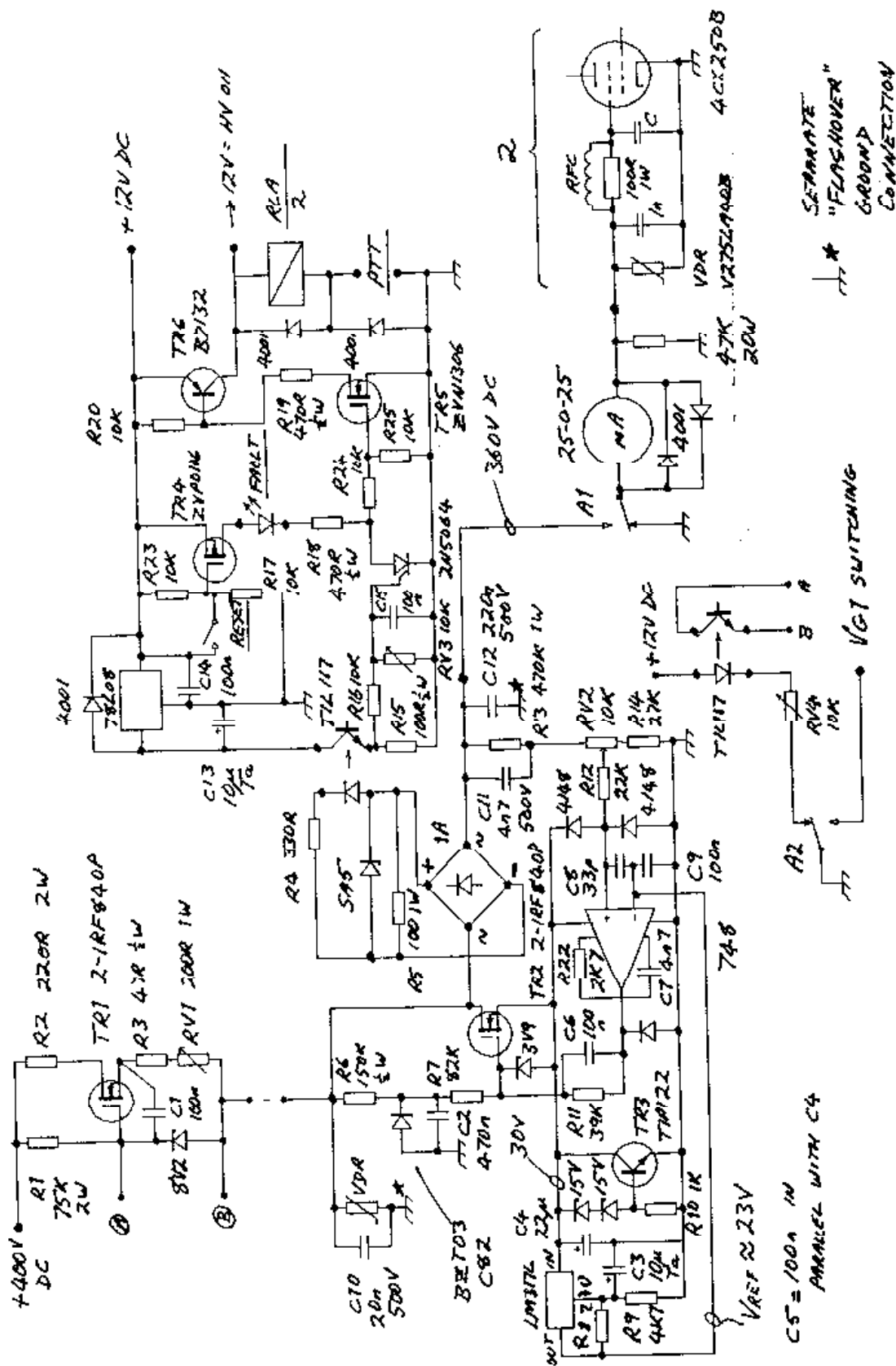
Im Fall von Überschlägen im Anodenkreis kann das Schirmgitter oder der Sockel - das Abklatsch-C im Sockel hat Spannungsfestigkeit von nur 1000 V - beschädigt werden. Das Schirmgitter darf niemals offen sein, z.B. beim Umschalten durch ein Schirmgitter-Relais. Es würde sich sofort auf einige Tausend Volt aufladen, die dann möglicherweise die Röhre oder den Sockelkondensator beschädigen. Aus dem gleichen Grunde darf auch niemals eine Schirmgitter-Schmelzsicherung benutzt werden. Das wäre keine Schutzmaßnahme sondern im Gegenteil eine potentielle Gefahr für die Röhre, weil im Fall von

Figure 1/Bild 1: G3SEK/G4JZQ/GW4FRX Regulator

IAN F. WHITE, G3SEK
62 ABLINGDON ROAD
DRAYTON, ABLINGDON
OXON, OX14 4HP
ENGLAND

©

FIGURE 1



C5 = 100n IN
PARALLEL WITH C4

VGI SWITCHING

SEPARATE
"FLASHOVER"
GROUND
CONNECTION

Figure 3/Bild 3: G3SEK/G4JZQ/GW4FRX Regulator PCB

IAN F. WHITE, G3SEK
52 ABINGDON ROAD
DRAYTON, ABINGDON
OXON, OX14 4HP
ENGLAND



FIGURE 3

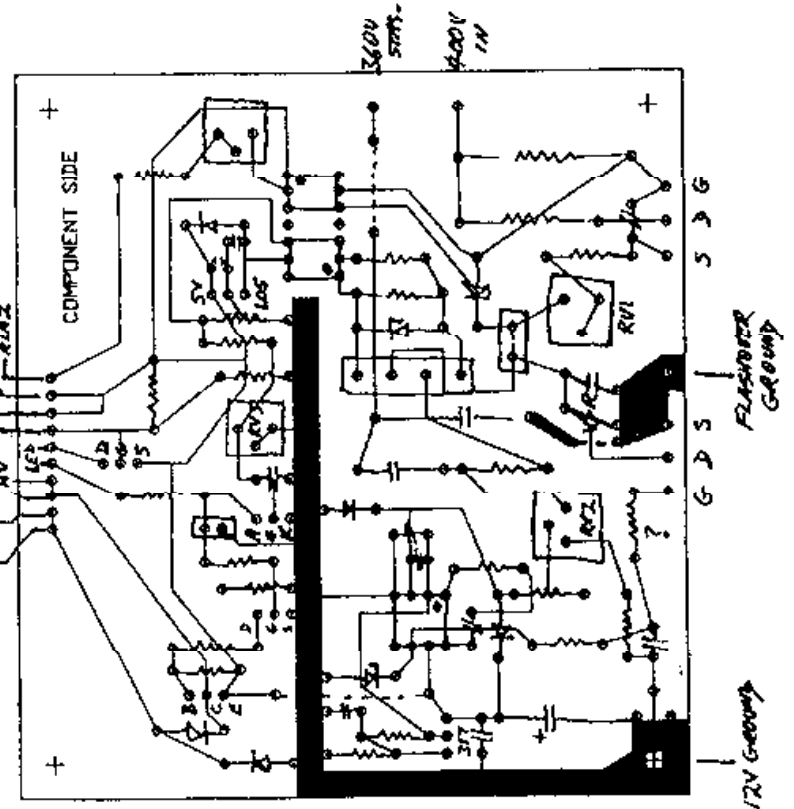
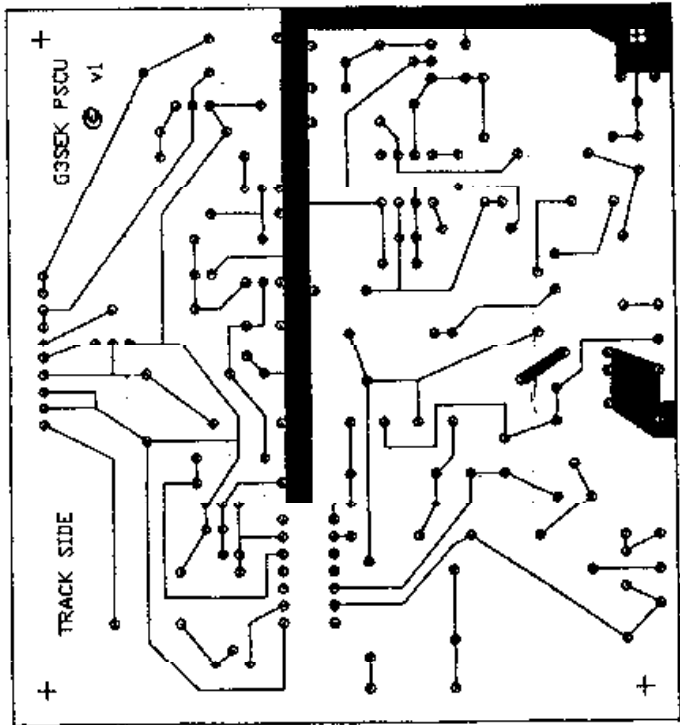
G3SEK / G4JZQ / GW4FRX SCREEN VOLTAGE REGULATOR AND CONTROL UNIT

Version 1 Feb 1990

BOARD 110 x 100 mm

FIXING CENTRES 3.9 x 3.5 in

REST +12V SUPPLY



Technical Reports: Reg. Screen Supplies and Protection for Tetrode Amplifiers by G3SEK

Überstrom nach dem Durchbrennen der Sicherung das Schirmgitter offen liegt! Aus dem gleichen Grunde ist auch die Anwendung von Serien-Dioden zwischen einer normalen Zenerdioden-Schirmgitter-Stabilisierung und dem Schirmgitter völlig falsch, da es zwar die Zenerdioden im Fall von Überschlügen schützt, aber dafür die Röhre zerstören kann!

Viel besser ist die Anwendung von Varistoren (MOV's, VDR's), um das Schirmgitter vor Überspannung zu schützen. Die V275LA40B (HARRIS oder GE-MOV) ist für 360 V geeignet. Dieser VDR beginnt bei 370 V zu leiten und kann vor allen Dingen hohe Impulsleistungen ($> 1\text{kW}$) verkraften. Daher sind VDR's eine billige und wirksame Schutzmöglichkeit gegen Überspannungen. Teurer sind Funkenstrecken, z.B. von SIEMENS, die aber langsamer als VDR's sind und eine nicht so genau definierte Ansprechspannung haben.

Sehr gut ist es auch, das Schirmgitter während der Empfangsphase mit einem Relais-Kontakt zu erden. Dann muß aber ein 33 - 47 K Widerstand vom Schirmgitter nach Masse geschaltet werden, damit es während der Umschaltphase des Relais (einige msec) nicht offen liegt. Dieser Widerstand dient nicht zum Ableiten des negativen Schirmgitterstroms: Das besorgt nämlich schon der Shunt-Regler!

Die leidige ZENER-Dioden Stabilisierung

Die Spannungsregelung über ZENER-Dioden ist in der Regel schlechter als einige Volt über den Strombereich von 50 mA. Der dynamische Innenwiderstand ist größer als 100 Ohm bei einem Querstrom von 50 mA. Diese Instabilität verschlechtert das Intermodulationsverhalten und daher wird diese Art der Stabilisierung nicht empfohlen. Vor einigen Jahren habe ich eine einfache Schutzschaltung publiziert, die aus einem empfindlichen Relais in der Schirmgitterleitung bestand, das dann bei Überstrom abschaltete. Das funktionierte ganz brauchbar, aber mit dem Nachteil, daß nochmal ca. 100 Ohm Serienwiderstand durch die Relaispule eingefügt wurden. Um den Innenwiderstand bei NF-Frequenzen (Modulation) zu erniedrigen kann man auch einen Elko von 50 μF nach Masse schalten

Der G4JZQ/GW4FRX Transistor Regler

Die Schaltung für diesen Regler wurde in der Radio Communication, 12(87) und 1(88), als Teil einer kompletten Schaltung für eine Stromversorgung für eine 4CX250 PA veröffentlicht. Alle Anforderungen an eine gute Regelung werden erfüllt. Außerdem hat jede Röhre einen eigenen Regler, so daß die Spannung getrennt eingestellt werden kann.

Jeder Regler benutzt eine Konstant-Stromquelle, die von einer unregelmäßigen 400 V Spannung betrieben wird. Die Konstantstromquelle verbessert das Regelverhalten des Shunt-Reglers und schützt den Regler gegen Kurzschluß. Der Shunt-Regler benutzt einen Operationsverstärker, dessen hohe Verstärkung eine große Schleifenverstärkung und damit eine kleine Regelabweichung bewirkt. Details können im Original-Artikel nachgelesen werden.

Der Shunt-Regler selbst wird durch einen Hochspannung-Transistor realisiert. Da bipolare Transistoren empfindlich gegen 'Second Breakdown' sind, sollten lieber Leistungs-MOSFET's dafür eingesetzt werden, die diesen Effekt nicht haben. Außerdem kann man MOSFET's einfach parallel schalten, wenn man höhere Ströme regeln will.

Der G4JZQ/GW4FRX MOSFET Regler

Diese Schaltung wurde für eine kommerzielle PA, die eine 4CX benutzt, entwickelt. Diese PA benutzte ursprünglich überhaupt keine Regelung. Daher musste die Spannungsversorgung für den OP-AMP von der 360 V Spannung abgeleitet werden. Die Regelgenauigkeit für die Spannung ist ausgezeichnet. Schutzschaltungen für die Röhre sind nicht vorhanden. Diese Schaltung wird in dem neuen *VHF/UHF DX Handbook* erscheinen, das in der zweiten Jahreshälfte 1990 im Verlag PW Publishing (Great

Technical Reports: Reg. Screen Supplies and Protection for Tetrode Amplifiers by G3SEK

Britain) erscheint.

G3SEK/G4JZQ/GW4FRX Regler und Schutzschaltung

Für meinen eigenen Verstärker brauchte ich eine Schirmgitter-Spannungsversorgung, die das ausgezeichnete Verhalten des JZQ/FRX Designs zeigte und außerdem auch eine Schutzschaltung beinhaltete. Weiterhin sollte sie auch noch so klein sein, daß ich sie in meine schon bestehende Stromversorgung integrieren konnte.

Bild 1 zeigt die Schaltung. Die Schaltung des Shunt-Regler ist eng an die Schaltung von G4JZQ/GW4FRX angelehnt. TR1 besteht aus der Parallelschaltung von 2 x IRF840P MOSFET's und realisiert die Konstantstromquelle für den Shunt-Regler. Dieser besteht aus TR2 (2 weitere IRF840P parallel) in Serie mit TR3. TR3 erzeugt die 30 V für den Betrieb des 748 OP-AMP's und ein LM317L erzeugt eine stabile Referenzspannung von 23 V, die als Sollspannung für den Regler dient. Die Ist-Spannung wird über das Widerstands-Netzwerk R13, RV2, R14 von der Ausgangsspannung von 360 V abgeleitet. Der Ausgang des 748 OP-AMP's steuert den Regel-Transistor TR2 an. Man beachte, daß ein intern nicht kompensierter 748 OP-AMP benutzt wird. Diese wird extern über das RC-Glied R22, C7 bewerkstelligt. Die Verwendung eines intern kompensierten OP-AMP's führt in dieser Schaltung zu Schwingungen!

Der Schirmgitterstrom wird über R5 und einen TL117 Optokoppler überwacht. Der Brückengleichrichter bewirkt, daß sowohl positiver als auch negativer Überstrom erkannt wird. Über den 78L08 wird der Arbeitspunkt des Optokopplers stabilisiert. Da R5 im Gegenkopplungskreis - die Istspannung wird erst nach R5 abgegriffen - liegt, verschlechtert er nicht die Regeleigenschaften oder den Innenwiderstand. Überstrom zündet über den Optokoppler den Thyristor 2N5064 und schaltet damit TR6 ab. Dadurch werden das PTT-Relais und das Leistungsrelais für den Hochspannungstrafo abgeschaltet. Im Empfangszustand wird ein zweiter Optokoppler dazu verwendet, um den Konstantstrom zu erniedrigen, damit die Verlustleistung in TR1, TR2 und TR3 verringert wird. Trotzdem müssen TR1 und TR2 auf einem großen Kühlkörper sitzen (20 W müssen abgeführt werden!). Für TR3 wird ein kleiner TO-220 Kühlkörper benutzt.

VDR's werden eingesetzt, um das Schirmgitter und die Schaltung selbst vor Überspannung zu schützen. Der 47 k Widerstand vom Schirmgitter nach Masse bewirkt einen Stromfluß von 8 mA. Dieser wird durch mechanische Verstellung des Mitteninstruments in der Anzeige kompensiert.

Zur Inbetriebnahme werden zunächst die Röhren und die Optokoppler entfernt. Dann stellt man RV1 so ein, daß 45 mA Konstantstrom fließen. RV 2 wird für eine Ausgangsspannung von 360 V justiert. Nach Abschalten der 400 V wird der Überstrom-Optokoppler eingesteckt und eine externe Gleichspannungsquelle so an R5 angeschlossen, daß ein Strom von 40 mA fließt. Dann stellt man RV3 so ein, daß die Schaltung gerade anspricht. Zieht man den 47 k Widerstand von 360 V nach Masse in Betracht, wird die Schutzschaltung bei 32 mA positiven und 48 mA negativen Schirmgitterstrom ansprechen. Da die Röhren normalerweise weit unter diesen Strömen betrieben werden, bedeutet das Ansprechen der Schutzschaltung einen definitiven Fehlzustand der PA.

Danach werden die Röhren eingesteckt und die 400 V angeschlossen. Während des Betriebes darf die Spannung nicht mehr als ein paar 100 mV schwanken. Mit einem Oszillographen kann die Ausgangsspannung auf Rauschen und Instabilität überprüft werden. Notfalls müssen R22 bzw. C/ geändert werden.

Zum Schluß wird der zweite Opto-Koppler eingesteckt und überprüft, daß der Strom durch TR1 um 5 mA während Empfang reduziert wird und während Senden auf den korrekten Wert von 45 mA steigt. Notfalls kann R21 eingestellt werden. Auch wenn die Spannung während Empfangs abfallen sollte, muß sie unmittelbar nach dem Umschalten auf Senden wieder 360 V betragen.

Technical Reports: Reg. Screen Supplies and Protection for Tetrode Amplifiers by G3SEK

Die Schaltung funktioniert in der Praxis hervorragend. Ich benutze sie seit einem Jahr für eine K2RIW-PA, die einen Output von 500 W PEP liefert. Für EME wird die PA im B-Betrieb gefahren und wegen der besseren Regelung für große positive Schirmgitterströme war es möglich, den Output auf 1000 bis 1100 W zu steigern. Die Schutzschaltung funktioniert so, daß die 2.8 kV Anodenspannung im Fehlerfall sofort abgeschaltet wird, während RLA das Schirmgitter nach Masse legt und das Steuergitter mit -200 versorgt. Durch Betätigung eines RESET-Tasters kann der alte Zustand wiederhergestellt werden, wenn vorher die Ursache des Fehlers behoben worden ist. Andernfalls spricht die Schutzschaltung sofort wieder an.

G3SEK/G4JZQ/GW4FRX Einfach-Schaltung

Die vorhergehende Schaltung ist etwas komplex. Z.B. kann man eine vorhandene 12 V für den OP-AMP benutzen, so daß die extra 30 V entfallen. Weiter kann TR 3 entfallen usw.

Bild 2 zeigt die vereinfachte Schaltung. Obwohl diese sehr ähnlich mit der Schaltung in Bild 1 ist, ist sie noch nicht getestet worden. Der CA3130 ist ein unkompenzierter CA3140. Rx und Cy müssen für beste Stabilität optimiert werden.

Bild 3 zeigt eine gedruckte Schaltung dafür.

Ausblick

Im Idealfall sollte jede einzelne Röhre einen eigenen Regler haben. Für eine Röhre reicht auch ein IRF840P für TR1 und TR2. Die Schutzschaltung mit TR3, TR4 und TR5 wird nur einmal gebraucht. Die Thyristoren können an X, Y parallel geschaltet werden. An dieser Stelle kann auch eine INHIBIT-Funktion realisiert werden, z.B. für STANDBY-Mode oder während der Warmlaufzeit.

24 V Relais können ebenfalls eingesetzt werden, wenn die maximale Spannung für TR3 und TR 4 nicht überschritten wird.

Auch für Hochleistungs-Tetroden wie die YL1050 empfiehlt sich diese Schaltung. Man muß nur die MOSFET's und die VDR's für die höhere Spannung von 600 V für das Schirmgitter auslegen.

Jeder Amateur sollte mit diesen Schaltungs-Ideen selbst experimentieren, wenn es für nicht kommerzielle Zwecke ist. Ich würde mich über Kommentare und Erfahrungsberichte von DUBUS-Lesern freuen.