

Reparaturbericht: Fluke 5101B Multifunktionskalibrator

1 Einleitung

Ich hab's wieder getan:

getreu dem Motto "1-2-3-mit dabei" (das mit "3-2-1-meins" klappt nicht immer) klickte ich mich wieder einmal in eine elektrische Katastrophe. Die Schwergewichtsklasse sollte es diesmal sein: 35kg Elektronikbauteile im Singer-Schrottverkauf. Immer noch unklar? Ein Fluke 5101B Multifunktionskalibrator im Zustand "ab Stapel". Für mich "Projekt Nr. 47" und wird begonnen im August 2008! Dass ich dieses Projekt gleich zwei Kalibratoren (Frederick und Piggeldy) beinhalten, eines meiner aller-aller-schwersten sein würde, ich mit der Baugruppe A17 die Büchse der Pandora öffnen und erst fast 3 Jahre später abschließen würde, wusste ich damals noch nicht. Sonst hätte ich wahrscheinlich auch nie auf diesen verflixten Kauf-Knopf gedrückt. Aber schön der Reihe nach.

Die Anlieferung von Frederick erfolgte nicht per Storch, sondern per UPS und demonstrativ auf Holzpalette direkt neben meinem Kaminofen-Feuerholzlager. Glücklicherweise war niemand in der Lage, den Kalibrator gleich ungesehen zusammen mit dem Feuerholz in den Ofen zu wuchten- obwohl ich jetzt nach im Nachhinein nicht mehr so sicher bin, ob das nicht die bessere Alternative gewesen wäre ;-) Glücklicherweise regnete es nicht, denn ich wollte damit nämlich irgendwann Multimeter kalibrieren und keine Regenmesser.

Beim Auspacken zerrte die Schwerkraft doch einigermaßen an meiner Bandscheibe. Doch für das Handling solch schwerer Elektroniktrümmer habe ich extra eine stabile Sackkarre sowie einen treppenlosen Zugang zum Bastelkeller angeschafft. Dort angekommen, stöpselte ich eine 230V Sinusschwingung in den Netzeingang. Wenig später brüllte der Gerätelüfter laut auf: Frederick startete durch!

Verzückt genoss ich das komfortable Eintippen von Spannungs- Strom- und Widerstandswerten und am Anfang konnte ich sogar für wenige Sekunden eine Ausgangsspannung messen. Kurze Zeit darauf jedoch brach diese zusammen. Klasse: Wir starten ein neues Projekt!



Abbildung 1: Fluke 5101B Multifunktionskalibrator

2 Es geht los: erster Fehler..

So, womit beginnen wir?

Natürlich mit den Service-Unterlagen. Die habe ich mir schon VOR dem Kauf gesichert, so dass ich nun weiß, welche Spannungen des Netzteils ich kontrollieren muss. Die Messung ergibt: überraschender Weise ist hier alles in Ordnung!

Ein Multifunktionskalibrator ist ziemlich komplex aufgebaut. Ich fragte mich, in welcher Betriebsart (DCV, DCA, ACV, ACA, R) ich den Fehler denn am leichtesten aufspüren könnte. Ich entschied mich für den Widerstands-Mode, denn hier werden über einen Haufen Relais einfach nur 8 verschiedene Normwiderstände an den Ausgang geschaltet und im Fehlerfall funktioniert selbst das nicht (Kalibratorausgang ist hochohmig).

Ralf von www.amplifier.cd freut sich wahnsinnig über mein neues Projekt in der 35kg-Klasse und rät mir dringend, beim Löten von Normwiderständen besondere Vorsicht walten zu lassen; Temperaturstress könne sich noch über Monate hinweg auf die Genauigkeit auswirken. Ich solle eine Zange als Wärmefalle benutzen und das Bauteil somit vor Erwärmung schützen. Fragt mich nicht, woher Ralf das alles weiß, aber seine emails klingen für mich jedes mal äußerst vernünftig und somit glaube ich ihm vorbehaltlos. Und tatsächlich komme ich später zu einer Stelle, an der ich den 10Ohm-Normalwiderstand ablöten muss. Schade, dass ich mir nun die Kalibrierung für Monate versaut habe, denn ich stellte fest, dass mir beim Ablöten des 10Ohm-Widerstands definitiv eine dritte Hand für das Halten der Wärmefallenzange fehlt.

Damals wusste ich noch nicht, dass das Wärmestressthema mein geringstes Problem sein würde, und Frederick sogar mehrere Jahre zum Abkühlen und "Beruhigen" zur Verfügung haben würde. Aber dazu später mehr.

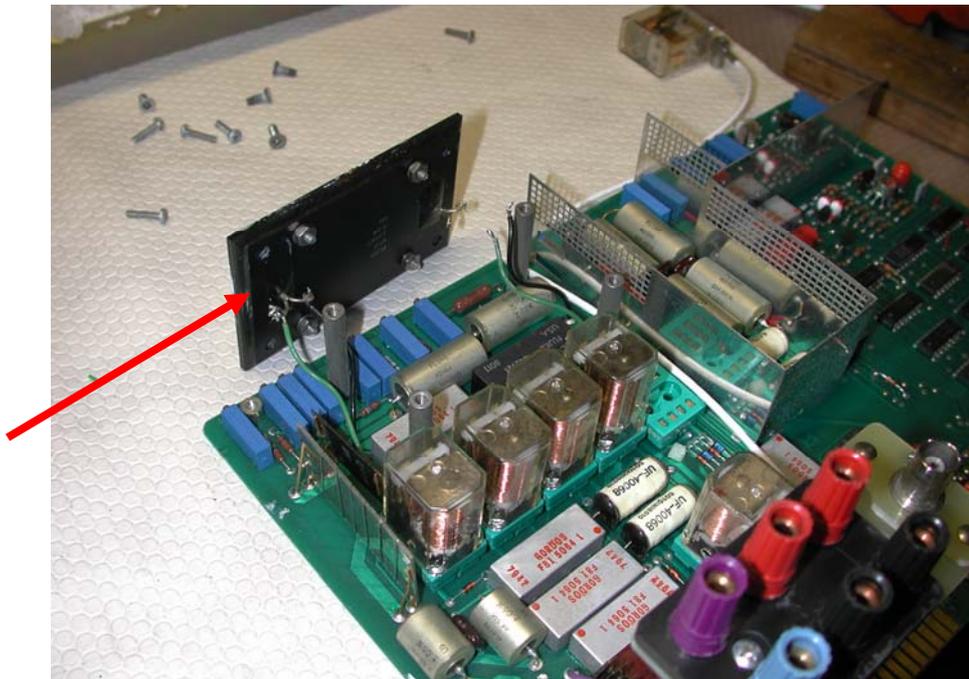


Abbildung 2: Baugruppe A11 mit 10Ohm Präzisionswiderstand (der dicke, schwarze Klotz links)

Auf A11 befindet sich direkt der Ausgang des Kalibrators sowie zwei Präzisions-Widerstandsketten: eine für die Lo-Ohm Bereiche (10Ohm..10kOhm) und eine für Hi-Ohm (100kOhm..10MOhm). Mit vielen Relais werden hier je nach Betriebsmodus die Abgriffe auf andere Stellen im Gerät umgeschaltet; mal als Shunt-Widerstand zur Strommessung, mal als Spannungsteiler für die mV-Bereiche, mal als Widerstands-Kalibriernormal. Vorteil: nur ein Satz Präzisionswiderstände ist für viele Funktionen notwendig. Nachteil: es werden viele Relais samt Ansteuerschaltung nötig. Fluke hat sich dennoch für diesen Weg entschieden.

Wenn ich ins Schaltbild schaue und den Strompfad im Widerstands-Modus nachverfolge, stelle ich fest, dass hier das Relais R56 sowie R3 eine zentrale Rolle spielen. Sollte hier eins von denen haken oder nicht korrekt angesteuert werden, würde das die beobachteten Fehlerbilder erklären: kein Klickgeräusch mehr beim Umschalten der Messbereiche, keine Ausgangsspannung (weder AC noch DC), kein Ausgangsstrom, keine Widerstände und nichts im Ausgang messbar, was nach Widerstand riecht. Der Ausgang ist einfach hochohmig!

Also konzentriere ich mich erst auf die Prüfung und Reinigung der ganzen Relais. Die meisten davon sind gesteckt und können einfach abgezogen und geöffnet werden. Tatsächlich finde ich auch ein etwas "schief" eingestecktes Relais, das aber eigentlich mit dem Fehler nichts zu tun haben dürfte.



Abbildung 3: Na, da kommt wohl mal wieder was auf mich zu...

Trotzdem schnürte ich mir eifrig den Putzkittel um und machte mich tatsächlich an die Reinigung aller einzelner Relaiskontakte! Bei meinem Fluke5200A AC-Kalibrator habe ich mit dem Putzen aller Schaltkontakte exzellente Erfahrungen gemacht. Wackelkontakte und Klopfanfälligkeiten gehören dort seitdem der Vergangenheit an.

Fluke empfiehlt in seinem Manual zur Kontaktreinigung den Einsatz einer business card. Ich wusste doch, dass meine alten, nach der Umorganisation inzwischen wertlos gewordenen Visitenkarten doch noch einmal zu etwas nütze sein mussten. Also opferte ich zwei, drei Karten und schnitt sie in Streifen. Nach einem Trinken in Kontakt60 schob ich den getränkten Strei-

fen vorsichtig zwischen die Relais-Kontaktzungen, drückte sie mit dem Finger zusammen und zog den Visitenkartenstreifen und dem Pressdruck -wie eine Kreditkarte durch einen Kartenleser- hindurch. Nach einem kurzen Trocknen wiederholte ich das mit KontaktWL, damit auch alle Oxidationsreste mit abgespült wurden. Das Ergebnis: teilweise frappierende Verbesserungen der Kontaktwiderstände: in einem Fall sogar von 80 Ohm auf wenige Milliohm! Ja, ich gebe es zu: als äußerst misstrauischer Ingenieur habe ich tatsächlich einige Kontakte vor der Reinigung und nach der Reinigung in 4 Draht-Messung mit meinem Multimeter gemessen. Allerdings haben die Anschlussklemmen selber bereits einen Übergangswiderstand von einigen hundert Milliohm, so dass die erhaltenen Messwerte einer recht großen Messunsicherheit unterliegen (= schwankender Offset).

Im selben Zug reinigte ich auch die Steckfassungen der Relais. Obwohl sie vergoldet aussehen, haben sie dennoch im Laufe der Zeit Gammel angesetzt. Hier tut wieder die in Streifen geschnittene Visitenkarte gute Dienste; mit einer Zange kann man sie zwischen die Kontakte stopfen und wieder herausziehen und so die Kontakte effektiv reinigen. Auch hier wieder der Tipp: Kontakt60 im ersten Gang und dann mit KontaktWL hinterher. Die Kontakte freuen sich, das kann man sogar sehen :-)

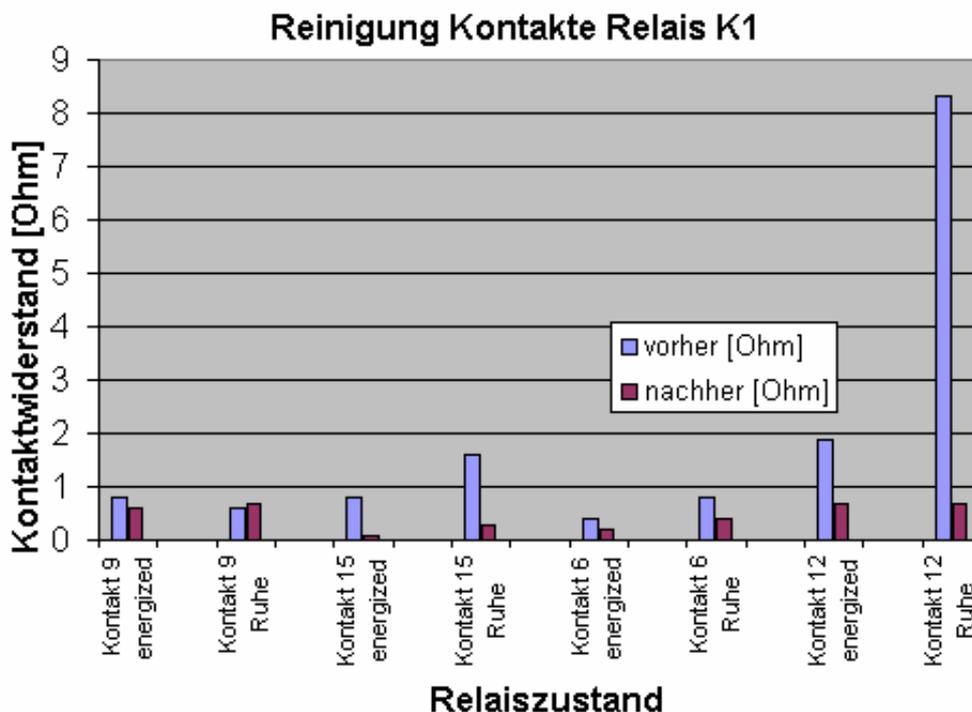


Abbildung 4: Relaiskontakte vorher/nachher

Ich vermute, dass Kontaktschwierigkeiten der Relais eine echte Schwachstelle in diesem Kalibrator sein könnten.

Mittlerweile habe ich das Baby so weit zerlegt, dass ich die Frontplatte abmontiert und mir Zugriff auf die Baugruppe A11 verschafft habe. Glücklicherweise kann ich in diesem Zustand auch auf der Platine messen, während sie eingesteckt ist. Trotzdem verlängere ich die beiden Flachbandkabelanschlüsse der Frontplatte mit zwei selbstgelöteten Verlängerungskabeln (als "Stecker" benutze ich ganz normale DIL-Fassungen für ICs). So kann ich den Generator in aufgeschraubtem Zustand betreiben und trotzdem an A11 im Betrieb herum messen.

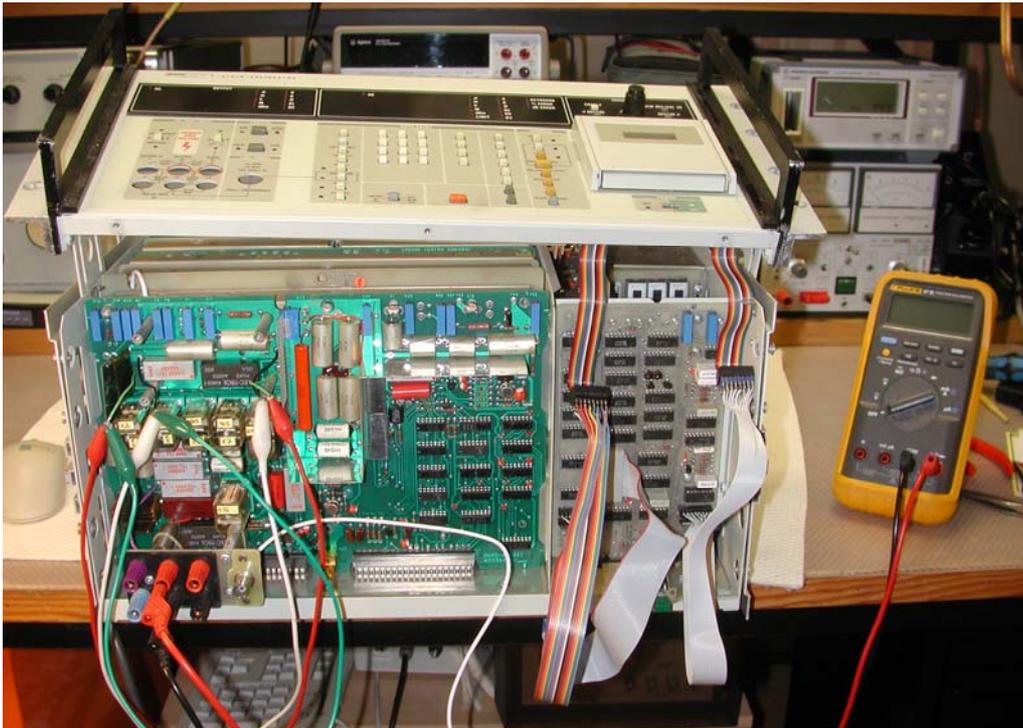


Abbildung 5: Kalibrator geöffnet und Anschlusskabel verlängert

Also los, die frisch gereinigten Relais eingesteckt, die Frontplatte über die Verlängerungen an den Kalibrator angesteckt und eingeschaltet. Gut: das Gerät nimmt eingetippte Befehle an. Schlecht: es hört nicht auf die Befehle. Sprich: es werden keine Relais betätigt, wenn ich z.B. 100OHM eintippe. Stattdessen höre ich irgendwann ein komisch klingendes Surren irgendwo aus dem Zentrum des Geräts. Alles mysteriös; ich schalte erneut aus und ein und auf einmal kann ich die gewünschten Widerstände in den Ausgangsklemmen messen. Noch eigenartiger. Und dann: es funktioniert- aber nur der Bereich bis einschließlich 10kOhm; sobald ich den 100kOhm-Bereich anwähle, tut sich nix und mein Multimeter bescheinigt mir absolute Hochohmigkeit. Pech also.

Aber nach einem Blick in den Schaltplan hellt sich meine Miene etwas auf, denn solch ein Fehler ist durchaus zu verfolgen. Die Baugruppe A11 (Ranging) wird durch einen 8 bit breiten Daten- und 7 bit breiten Adressbus gesteuert. Ein paar Digital-ICs nehmen diese Daten (hoffentlich im richtigen Moment ;-)) vom Bus auf und steuern damit einen Haufen Relais an, die dann fröhlich losklicken müssen. Wenn da aber nichts klickt, dann entweder weil das Relais kaputt ist (das wäre mir beim Reinigen und der anschließenden Kontrolle aufgefallen) oder weil es nicht richtig angesteuert wird. Also bleibt nur noch übrig: Entweder kommen schon vom Prozessor keine oder falsche Befehle oder die Interpretation auf der Baugruppe A11 klappt nicht richtig. Ich lieeeebe diese systematische Fehlersuche!

Der Zustand "Widerstand, 10MOhm" ist der einfachste von allen: hier sind nur Relais K55 (für das Sensing int/ext) sowie K56 (Umschalten auf Hi-Ohm-Bereich) angesteuert. Ich schalte also das Monster ein, tippe die gewünschten 10MOhm in die auf dem Kalibrator oben draufliegende Frontplatte und messe die Spannung über deren Freilaufdioden CR23 bzw. CR27. Und messe: NICHTS! Mal wieder.

Naja, zumindest direkt nach dem Einschalten. Ich kann Eingaben in der Frontplatte machen, aber der Kalibrator zeigt keinerlei Reaktion. Und auch das Surren von vorhin höre ich nicht. Komisch?!?

Ich schnappe mir Oszilloskop und Tastkopf und kontrolliere die Daten- und Adressleitungen am Eingang der Baugruppe. Und ich messe: wieder nichts. Konstante -15V gegenüber Masse und kein Datentransfer. Dann KANN in der Baugruppe A11 auch kein Relais klicken.

Und auf einmal war auch dieses Surren wieder da. Nein, ich rede nicht von dem Kühlschrankschrank, der das Bastlergetränk kühlt, sondern von der bislang nicht identifizierbaren Quelle aus dem Zentrum des Kalibrators. Und -nanu- auf einmal fließen Daten und die Relais klicken?!?? (Zumindest die für den Bereich von 1Ohm bis 10kOhm).

Ich werde meine Suche also verschieben: und zwar in Richtung der Datenleitungen. Das Manual meint, der Datenbus wird durch die Baugruppe A19 "Isolator" irgendwo im Gerät galvanisch entkoppelt. Diese Baugruppe wandelt die parallel anliegenden Daten in ein serielles Format um, das über einen Trafo übertragen wird. Dahinter fummelt man die einzelnen Bits wieder zu parallelen Datenworten für den so genannten "Analogbus" zusammen. Einen Acknowledge-Rückkanal scheint es auch irgendwie zu geben, auch der ist elektrisch über Trafos entkoppelt. Hier hat man ganze Arbeit geleistet; offensichtlich wollte man keinen Kompromiss eingehen, dass doch noch irgendwie Datengeräusche auf das Ausgangssignal durchschlägt.

Schade, dass es damals offensichtlich noch keine Opto-Koppler gab, man hätte sich viel Arbeit sparen können....:-(

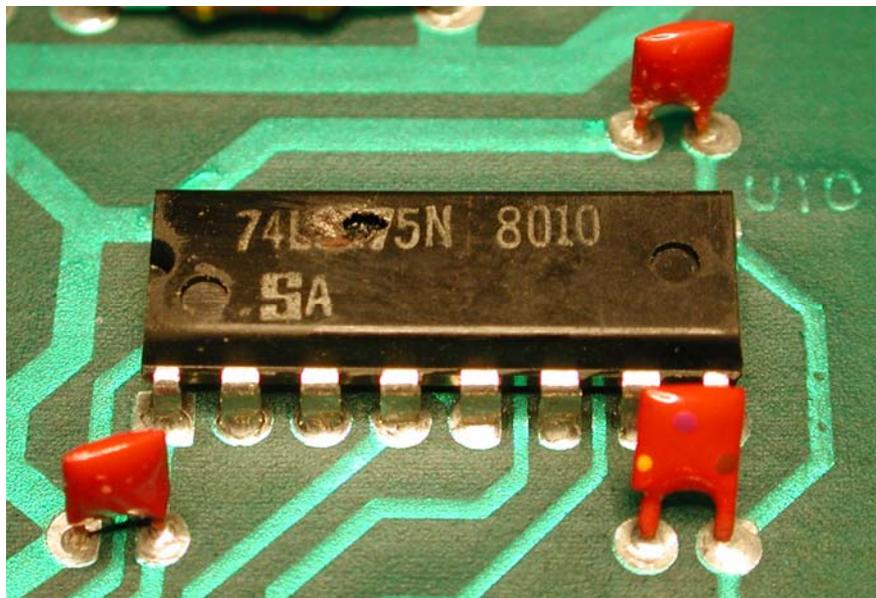


Abbildung 6: auf A11 nebenbei gefunden: 74LS175 mit "Einschussloch"!

(Leider war das aber nicht der Fehler, den ich gesucht hatte....)

Auffällig ist, dass das Surren aus dem Zentrum des Kalibrators offensichtlich mit dem Datentransfer zu tun hat. Der Klang ändert sich, wenn ich Daten eingebe und die von der A11 Ranging-Unit übernommen werden. Surren hier vielleicht die Übertragertrafos auf A19? Wir werden das schon noch herauskriegen.

Ein anderes Problem macht mir da aber zunehmend zu schaffen: bei A11 hatte ich ja noch Glück, dass ich durch Abmontieren der Fronplatte einen Zugang zur Leiterplatte erhielt. Bei A19 spätestens dürfte sich das erledigt haben, denn die steckt mitten im Gerät. Ein Verlängerungsadapter muss her, sonst wird es echt schwer. Trotzdem schrecke ich erst noch vor dem Bau zurück, denn man kann A19 einfach herausziehen und die zwei oder drei Messpunkte noch "mal eben schnell" als Kabel herausführen.

Dort stellte ich an Pin5 von U24 (also direkt am Eingang des Parallel-Schieberegisters hinter dem Übertragertrafo) fest, dass dort keinerlei Daten transferiert werden. Mit "Nichts" am Eingang kommt auch nur "Nichts" am Ausgang von A19 heraus, folgerichtig auch "Nichts" am Ausgang des gesamten Kalibrators.

Ich muss also noch weiter vorne suchen und entschieße mich für die Mikroprozessor-Baugruppe. Diese heißt "A20" und wird "Controller PCA" genannt. Naja, wie auch immer: das Herzstück ist ein 8080 Mikroprozessor, der mit einem 1,7MHz-Takt versorgt wird. An ihn angeschlossen sind zwei RAMs und zwei ROMs, sowie ein Watchdog (=eine kleine Baugruppe, die den Prozessor resettet, wenn er sich im Betrieb aufgehängt haben sollte) und eine Menge anderen Krimskrams, den ich als Liebhaber der Hochfrequenz eher kritisch beäuge.

Von Prozessoren verstehe ich nicht viel; ich kenne gerade einmal seine "Grundnahrungsmittel": Betriebsspannung, CPU-Takt, Reset-Schaltung und ein lauffähiges Programm im EPROM. Ich werde nun erst einmal prüfen, ob die Milch irgendwie "sauer" schmeckt: ist der Takt da und kommt der Reset nach dem Einschalten richtig? Wenn ja, dann würde ich auf den Adress- und Datenleitungen ein heftiges TTL-Zappeln erwarten (was auf ein momentan ausgeführtes Programm deuten würde).



Abbildung 7: eine Hälfte der CPU-Baugruppe A20

Um die Arbeitsumgebung des 8080 besser zu verstehen, zog ich mir das Datenblatt dieses Prozessors aus dem Inder-netz. Nun konnte ich sehen, wo welche Betriebsspannung drangehört (die Bezeichnungen "Vdd", "Vss", "Vbb" usw. finde ich äußerst beknackt!) und was welche Leitungen eigentlich machen sollen.

CLOCK:

liegt am Pin 22 und Pin 15 an. Sollte 1,7MHz betragen. Später werde ich erfahren, dass zwischen den beiden Pins eine kleine Phasenverschiebung herrschen muss. Komplizierter Prozessor!

RESET:

Ist an Pin 12 des 8080 zu finden. Ein High-Impuls für länger als 3 Taktzyklen (wenige Mikrosekunden reichen also aus) zwingt den Prozessor in den Reset.

BETRIEBSSPANNUNG:

Die lassen sich prima an den Messpunkten

TP3: +5V

TP5: -5V

TP6: +12V

TP1: GND

überprüfen.

SONSTIGE

TP2 verstehe ich nicht. Das muss so eine Art "Acknowledge"-Signal sein. Keine Ahnung.

TP7 ist aber interessanter: immer dann, wenn der Prozessor einen neuen Befehl abarbeitet, erzeugt er an TP7 ein kurzes HIGH-Signal. Damit kann man sehen, ob der μ P arbeitet oder nicht. Das kommt doch wie gerufen für meine Untersuchungen!

ABKÜRZUNG

Durch logisches Nachdenken kann ich mir aber diese ganzen Tests sparen. Warum? Weil Eingaben über die Frontplatte möglich sind! Denn zum korrekten Anzeigen der eingetippten Zahlen im Display ist ein funktionierender Bus samt Mikrokontroller-Karte notwendig! Die Gegenprobe: A20 rausziehen und nichts geht mehr. Die Rechnerkarte funktioniert also zumindest schon einmal "grob", denn zum Anzeigen der eingetippten Zahlen müssen diese erst vom Prozessor ausgelesen und über den Bus auf das Display zurückgeschrieben werden. Würde weder Prozessor noch der Signalbus funktionieren, würde das nicht klappen. Ergo: Baugruppe A20 ist heile!

Gut, wa?

2.1.1 WEITER GEHT'S

Wenn ich ehrlich bin- ich fange nun ein bisschen an zu schwimmen. Der Bus in der "digitalen Welt" scheint zu funktionieren; das beweist die korrekte Reaktion auf Tastendrucke. In der "analogen Welt" herrscht jedoch absolute Ruhe; wenn hin und wieder ein Relais auf A11 zum Klicken zu bringen ist, dann nur sporadisch und nach längerer Betriebszeit. Also muss ich mich doch wieder auf die Isolator-Baugruppe A19 konzentrieren; das Bindeglied zwischen digitaler und analoger Welt. Mein Problem: der Digitaltechnik bin ich nicht wirklich richtig mächtig; ich verfüge weder über einen Logikanalyzer noch über das Wissen, einen zu bedienen, geschweige denn das auszuwerten, was man darauf erkennen könnte. Aber wenigstens habe ich ein Digitaloszilloskop, das ich nun wirklich sehr gut gebrauchen kann, denn ich schaue mir nun die Übertragungstrafos noch einmal näher an. Dort, wo vermeintlich "nichts" ist, ist eigentlich doch was: und zwar ganz schnelle Bursts im 20ms-Takt, die ich vorher mit dem Analog-Oszi nicht entdeckt habe. Beim genaueren Auflösen erkennt man, dass dieser Burst aus mehreren Einzelimpulsen besteht, dessen Zusammensetzung sich offensichtlich durch Tastendrucke im Eingabefeld auf der Frontplatte ändert. Hier wird definitiv etwas übertragen, doch ich weiß leider nicht, ob auch das RICHTIGE übertragen wird!

Jedenfalls bleibt der "Analog-Bus" weiterhin ruhig, trotz Übertragung serieller Daten über den Trafo.

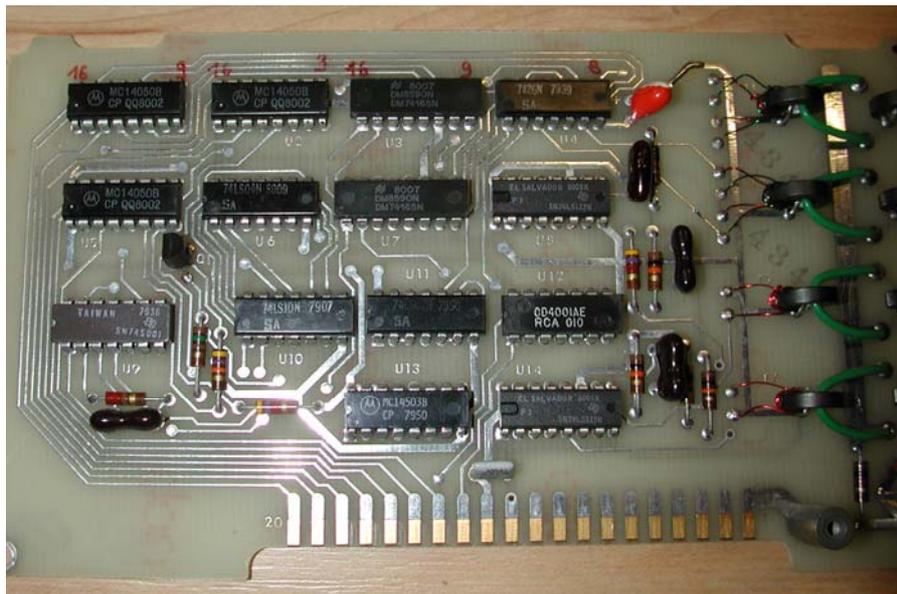


Abbildung 8: Teil von A19 (Isolator Unit)

Da die Baugruppe A19 auch über eine gewisse Eigenintelligenz verfügt, die anhand der Adresse erkennt, ob die gerade auf dem Bus liegende Nachricht auf den Analogbus übertragen werden muss oder nicht, könnte hier zum Beispiel etwas defekt sein: es reicht ja z.B. nur ein einzelnes "hängendes" Bit, um sämtliche Adressen falsch zu erkennen und dementsprechend die Nachricht an den falschen Adressaten zu senden (oder zu ignorieren, auch das ist möglich).

Oder aber es ist der Ausgangstreiber defekt, aber das verwerfe ich schnell, da schon an seinen Eingängen bereits keine Signale mehr ankommen.

Ich beschließe, das zu tun, was ich immer bei Digitaltechnik tue, wenn ich nicht weiterkomme: ich mache einen Komplettwechsel des gesamten Chipsatzes! Bei Reichelt kostet das genau 8,90EUR. Ich lege noch eine dieser neuen, kleinen, schnuckeligen Bluetooth-Notebookmäuse dazu, um über den Mindestbestellwert zu kommen und ordere per Internet. Also angeheizt den LötKolben...dachte ich!

Denn sogar das gestaltet sich schwieriger, als gedacht: seit kurzer Zeit führt Reichelt die Chips nur noch als LS-Typen; d.h. die "normalen" Bauteile wie 7426, 74164 und 74165 sind nicht mehr zu bekommen! Auch Conrad hat die Standardversionen nicht mehr im Lieferprogramm. Was denn nun?? Einfach die LS-Typen nehmen? Die sind immerhin noch erhältlich...

Ich entscheide mich für die Salami-Taktik: das, was ich habe, habe ich. Also bestellt den Krempel und eben nur das ausgebaut und gewechselt, was ich tatsächlich auch bekommen kann. Die Normal-Typen der 74er-Reihe bleiben damit erst einmal unberührt.

Den Rest jedoch löte ich brutal aus und verwende natürlich diesmal Steckfassungen. Aber auch mit einem neuen LS-Chipsatz ändert sich das Fehlerbild leider nicht. Es ist doch zum Verzweifeln.

2.2 NEUER ANLAUF

Also noch einmal das Speicheroszi gezückt und die Datenübertragung genau untersucht. Das Problem ist leider, dass ich nicht genau weiß, wie das Timing dieses Übertrager-Trafos aussehen soll (keine Info aus dem Manual zu kriegen). Ich besorge mir also das Anschlussbild des seriell-parallel-Wandlers (74164) und verinnerliche mir die Anforderungen an seine "Umwelt". Ich lerne, dass es da einen Takteingang gibt, der mit steigender Flanke die vorne eingekippten Bits nach rechts wegshiftet. Dazu muss aber der Reset-Eingang HIGH sein, sonst passiert gar nichts. Na aber das ist doch schon einmal was, damit müsste ich doch die Funktion verstehen können. Das Oszi angeklemt an die Signale

- DATA
- RESET
- CLOCK

und eingeschaltet den alten Radaukasten. Und siehe da, ich sehe das hier:

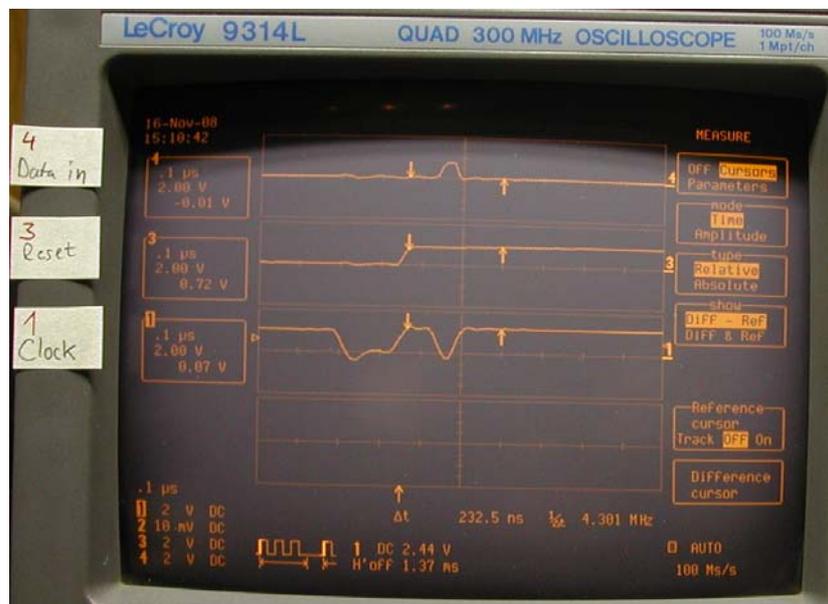


Abbildung 9: Eingänge des Bit-Shifters 74164

Ich erkenne, dass hier nur "Nullen" geshiftet werden; damit kommen auch brav "Nullen" am Ausgang heraus. Aha. Und außerdem gibt es nur zwei Clock-Zyklen, d.h. das Register kann gar nicht komplett geladen werden.

Wenigstens geht der RESET für die Dauer des Shiftens ordnungsgemäß auf High.

Mir fällt auf: sobald ich eine Taste drücke (z.B. die Sense int/ext), wird das Datentelegramm auf der Clock-Seite um ein Bit verlängert. Leider ändert sich aber an den Daten nichts; d.h. es wird nur eine Null mehr übertragen. Also hier stimmt doch irgendetwas nicht!

Ich wechsele nun auch einige 74er-Normalo-Typen und setze sie gegen LS-Typen. Dabei stelle ich fest, dass man für das 74S00-Gatter tatsächlich auch ein 74S00 nehmen sollte (und kein 74LS00), weil sonst die Daten nicht mehr korrekt getaktet werden können. Nach einer kurzen Aufwärmzeit scheint es trotzdem zu gehen; ist aber so ein wenig wackelig. Sobald ich ein 74S00 in die Finger kriege, werde ich es auswechseln.

Und auf einmal ist es wieder da: das Surren aus dem Innern des Gerätes! Ruckartig triggere ich mein Digitaloszi und erkenne auf einmal wild gesendete Daten, die über den Übertragertrafo huschen! Und wild surrende Relais auf allen möglichen Baugruppen, die so schnell hin und her schalten, dass sie einen Surrton erzeugen! Nun gut, das mag vielleicht eine effektive Kontaktreinigung sein, aber so wirklich freuen tue ich mich darüber nicht. Nach dem Aus- und Wiedereinschalten ist der Effekt weg, aber glücklicherweise konnte ich von den Daten noch schnell ein paar Fotos machen (sorry, wegen Nervosität etwas verwackelt):

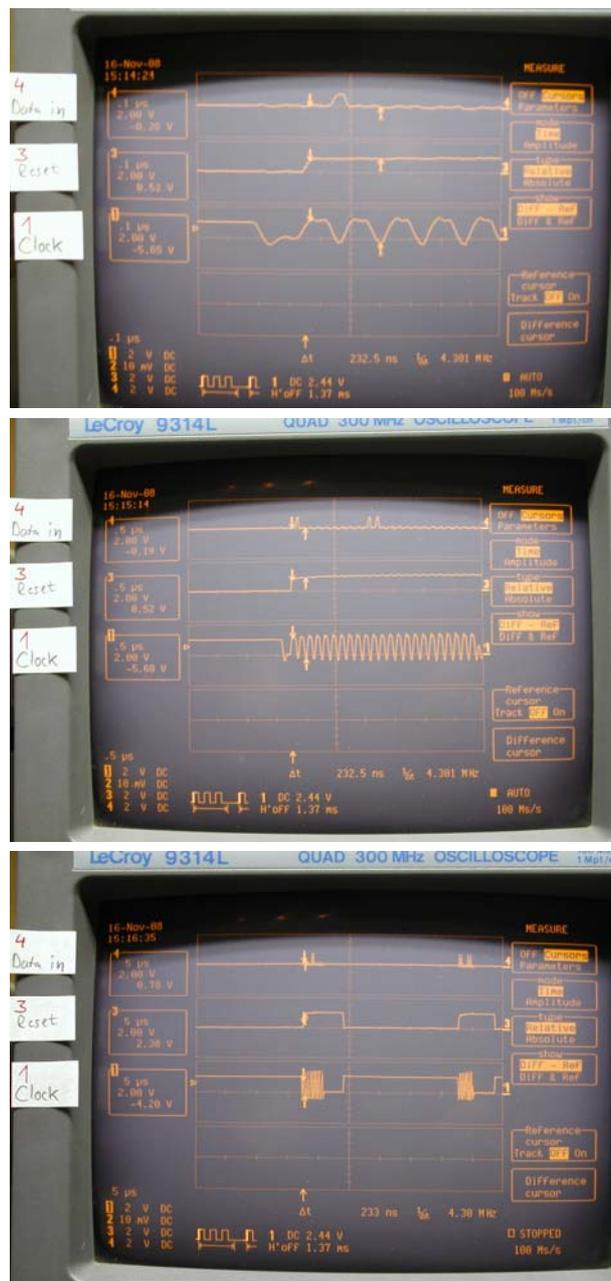


Abbildung 10: auf einmal werden (unsinnige) Daten übertragen!

2.2.1 EINKAUFEN GEHEN

Ich stelle fest, dass ich mich wohl doch auf die Suche nach den benötigten Bauteilen machen muss, damit ich wenigstens ausschließen kann, dass nicht noch irgendwelches Silizium auf A19 defekt ist. Mir fehlt derzeit noch der Typ 7426, 74164, 74165, 74S00 und ein 74LS123. Ich forsche im Internet und finde bg-electronics.de, dort kann man den 7426, 74164 und den 73LS123 kaufen. Dann klicke ich weiter und erwische bei hinkel-elektronik.de noch den 74S00 und den 74165. Das Porto und der zu erreichende Mindestbestellwert bei den ganzen verschiedenen Elektronikläden bringt mich noch um meine Bastelkasse!! Aber es hilft nix: wie ich am Beispiel des 74S00 sehen konnte, haben sich die Fluke-Jungs bei der Auswahl der 74er-Serien schon etwas gedacht, also tue ich gut daran, hier nicht zu pfuschen, sondern auch die korrekten Bauteile einzusetzen. Schließlich will ich am Ende ein zuverlässiges Gerät haben, das auch wieder ordentlich läuft. Das ganze Suchen und Bestellen der Teile dauert inzwischen schon länger als meine ganzen elektronischen Analysen.

2.2.2 Baugruppe A19: geht nicht

Mit "frischen" Bauteilen mache ich nun folgende Messungen.

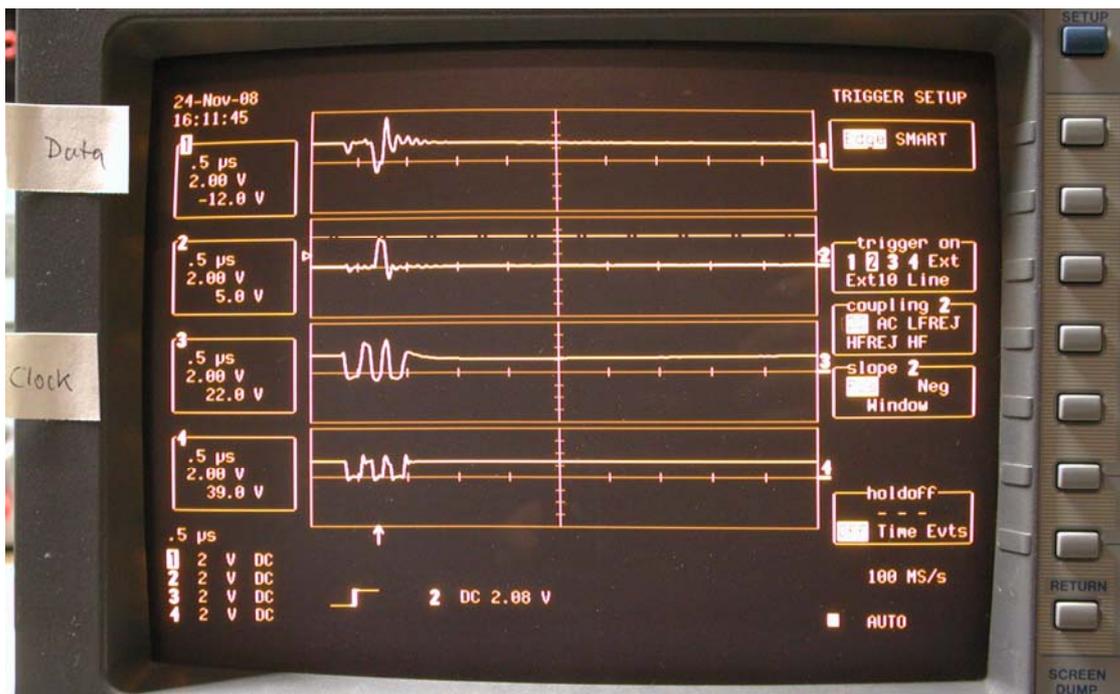


Abbildung 11: "geht-nicht"-Fall

Es ist Folgendes zu sehen:

Kanal 1: Ausgang des Überlagertrafos "DATA" (Sekundärseite)

Kanal 2: Das Signal "DATA" nach der ersten Signalkonditionierung

Kanal 3: Ausgang des Überlagertrafos "CLOCK" (Sekundärseite)

Kanal 4: Das Signal "CLOCK" nach der ersten Signalkonditionierung

Abbildung 11 zeigt ein Oszillogramm, bei dem der Fehler gerade auftritt: es werden keinerlei Daten übertragen (siehe Kanal 1 und 2). Auch das Clock-Signal (Kanal 3 und 4) zeigt nur wenige Höcker- es gibt also offensichtlich rein gar nichts zu übertragen. Mit diesem mageren Datensatz muss man sich nicht wundern, dass die Baugruppe A11 nicht gehorchen will, wenn man auf der Frontplatte beispielsweise "10Ohm" einhämmert.

2.3 Nebenkriegsschauplatz

Ich wäre nicht ich, wenn ich nicht auf der Straße zum Erfolg noch Sekundärmüll mit aufgeben würde. Als ich direkt hinter dem Übertragertrafo herummesse, was dem folgenden IC so am Eingang angeboten wird, kriege ich einen Schreck:

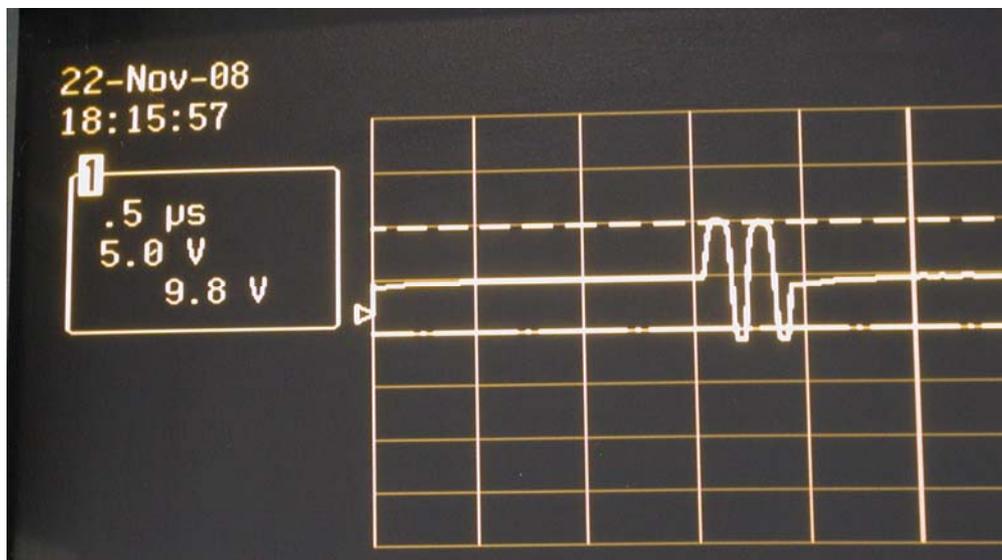


Abbildung 12: Eingang von U24 wird total überfahren!

Wir müssen uns hier stets vor Augen halten: wir haben es hier mit 5V TTL-Technik zu tun, die lt. Datenblatt nicht mit größeren Pegeln als ihrer eigenen Betriebsspannung (5V) gefüttert werden dürfen! Der Eingang von U24 wird jedoch durch den Übertragertrafo mit Spitzenspannungen von bis zu +9,8V (gegenüber GND) getrieben- keine Frage, dass dieses IC das nicht lange mitmachte!

Ein Blick in den Schaltplan bestätigt die Misere: Fluke scheint auch irgendwann einmal meinen Gedankengang gehabt zu haben und hat seinen Schaltplan um eine Zener-Diode und einen Widerstand ergänzt, die zusammen die unzulässigen Signalspitzen kappen sollen. Leider scheint mein Fluke 5101B noch aus sehr früher Produktion zu stammen, bei dem diese Schutzdiode noch nicht verbaut wurde. Mir bleibt also nichts anderes übrig, als diese Schaltungsmodifikation nachzurüsten.

Nachdem das erfolgt ist, gehorcht auch U24 wieder und formt die übertragenen Daten und Clock brav ins TLL-Format. Das folgende Bild zeigt die Ausgänge von U24; oben die Daten und unten das Clock-Signal.

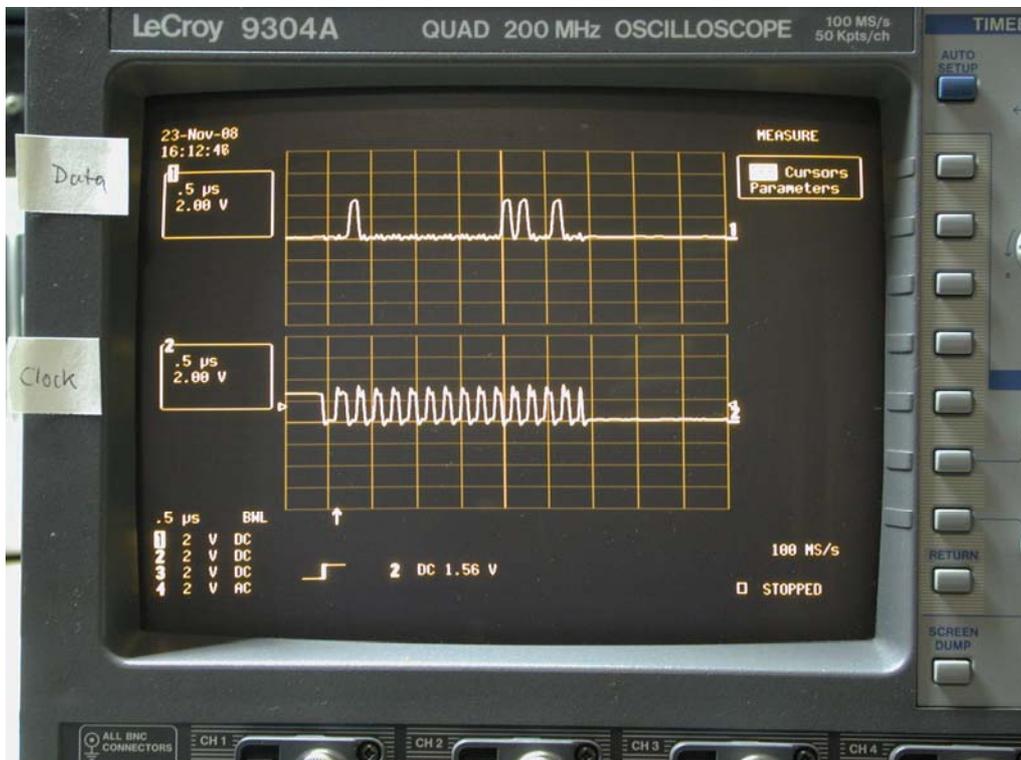


Abbildung 13: Ausgänge von U24: Daten (oben) und Clock (unten)

Wir erkennen auch noch etwas: das Datentelegramm an sich ist auf einmal viel länger als noch in Abbildung 11 zu sehen ist! Leider hält dieser "gut-Zustand" nicht lange und die Datenpakete schrumpfen kurz darauf nur wieder zwei Clock-Zyklen. Damit lässt sich gerade einmal 1 Bit übertragen. Zu wenig, wenn eigentlich 7 Adressbits (IC0..IC6) + 8 Datenbits (ID0..ID7) = 15 Bits gesendet werden müssten!

2.4 weiter im Text

Nachdem der Umbau (Überspannungsschutz der Gatter-Eingänge von U24) erledigt ist, nehme ich wieder die Fährte des eigentlichen Fehlers auf. Ich kann nun sicherstellen, dass empfangene Daten durch die Baugruppe A19 auch übertragen werden. Aus irgendeinem Grund werden im Fehlerfalle aber nur einzelne Bits übertragen, weshalb die dahinter liegenden Baugruppen nicht korrekt angesteuert werden.

Da der U24, der infolge von Überspannung defekt geworden war, nun ersetzt wurde und die serielle Datenübertragung nun funktionieren sollte (alle anderen ICs habe ich ebenfalls gewechselt!), muss der Fehler auf einer anderen Baugruppe liegen. Meine nächste Vermutung beschäftigt sich nun doch wieder mit dem Mikrocontroller, der auf Baugruppe A20 untergebracht ist.

Zum Trotz gegen alle meine anderen Voruntersuchungen ziehe ich aus Verzweiflung wieder A20 aus seinem Slot. Eine Doppeldecker-Platine mit 8080er Prozessor, die - Überraschung!- ganz anders aussieht als im Service-Manual abgebildet. Offensichtlich habe ich wirklich eine Art "Vorserien-Möhre" geschossen, also ein Gerät aus einer der ersten Chargen von Flukes Produktion; erst später wurden hier wohl Verbesserungen eingeführt (z.B. die Überspannungsschutzschaltung von U24 auf der Isolator-Baugruppe oder die Vereinfachung der gesamten Controller-Baugruppe A20).

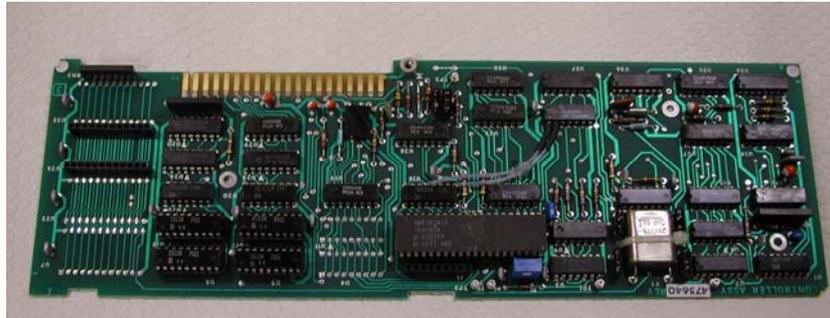


Abbildung 14: Baugruppe A20 (CPU); Teil 1/2

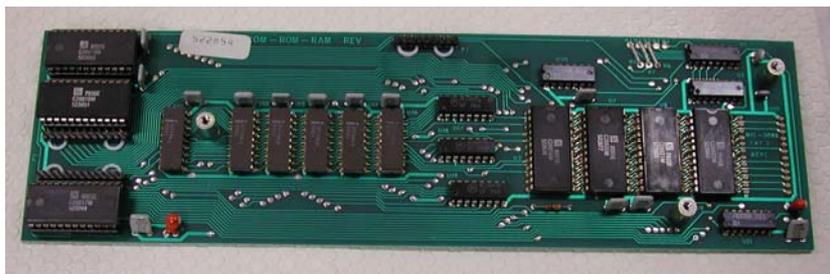


Abbildung 15: Baugruppe A20 (CPU); Teil 2/2

Nunja, das macht die Suche nicht einfacher und ich entschließe mich auch hier schweren Herzens zu der sehr unprofessionellen Methode, die oft auch Autohäuser anwenden, wenn sie nicht mehr weiter wissen: "ich-tausche-alles-mal-aus-und-sehen-was-passiert-der-Kunde-zahlt's-ja". Der einzige Unterschied ist dabei, dass Auto-Komponenten etwa den Faktor 100 bis 1000 teurer sind als meine Digital-ICs.

Ich bestelle also erneut bei Reichelt und löte einige Tage später die Baugruppe A20 auseinander. Natürlich kommen auch hier IC-Fassungen hinein. Und damit lege ich mir wieder die Karten: weil A20 eine Huckepack-Sandwich-Platine ist, bei der die zusätzliche Bauhöhe der IC-Fassungen nicht eingeplant wurde, passt die Leiterplatte nicht mehr zusammen! Die nun ca. 1cm höher sitzenden Bauteile stoßen schon vorher zusammen, bevor ich die Leiterplattensteckverbindung überhaupt zusammenstecken kann. Ich wähle in der Bastelkiste nach Buchsenleisten, die ich zwischenstecken kann. Das klappt, aber nun passt die Baugruppe nicht mehr in den Schacht, denn sie ist zu dick geworden!

KRUZIFIX!!! (süddeutscher Fluch, hier von einem norddeutschen als Ausdruck großen Ärgerns unprofessionell nachgeahmt!)

Um wenige Millimeter ist die Nachbar-Buchsenleiste auf dem Motherboard im Weg; glücklicherweise ist die unbenutzt, also raus damit. Dazu schraube ich den kompletten Kalibrator auseinander, entferne das Motherboard, löte dort die störenden Buchsenleisten aus und schraube wieder alles zusammen. Hat offensichtlich alles geklappt, der Kalibrator lässt sich nach einem kurzen Einschalttest wieder so gut (bzw. so schlecht) bedienen wie vorher.



Abbildung 16: Steckfassungen im Motherboard entfernt

Ich löte mir fast einen Wolf, aber ich wechsele tatsächlich alles aus, was Rang und Namen hat. Lediglich den 8080er-Prozessor, seine RAMs und seine (herstellerspezifischen) ROMs muss ich -mangels Ersatzteil- drin lassen. Und das Ergebnis: keine Veränderung! Das bedeutet, dass ich mit der Neubestückung zwar nicht den Fehler gefunden habe, aber wenigstens auch nichts weiter kaputt gemacht habe, was vorher nicht auch schon kaputt war.

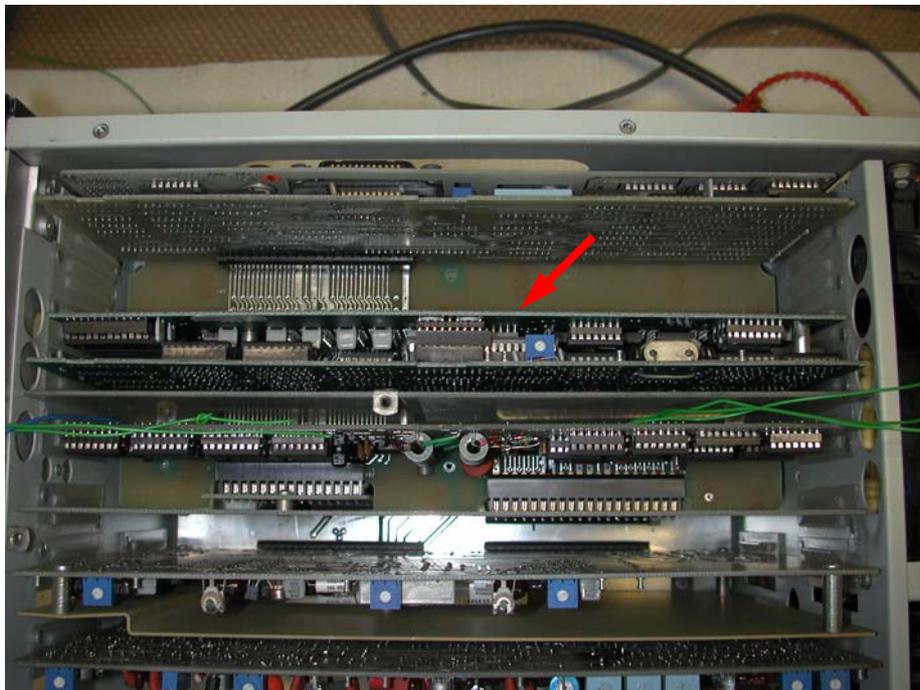


Abbildung 17: nun passt A20 endlich wieder in den Slot!

2.5 Neuer Ansatz

Dass es so nicht mehr weiter geht, wird wohl jedem Leser, der sich bis hierher tapfer vor-gearbeitet hat, schnell klar. Wir werden weiter den systematischen Weg gehen müssen, wenn wir dem Problem auf die Schliche kommen wollen. Das wilde Wechseln von Bauteilen war hier nicht zielführend. Wenigstens kann ich aber nun behaupten, dass eine "Frischzellenkur" sich nicht negativ auf die Lebensdauer des Fluke 5101B ausgewirkt haben dürfte. Trotzdem: Mehr Gehirnschmalz ist gefragt und weniger ein heißer Lötkolben!

Ein befreundeter Funkamateur interessiert sich für meine Arbeit und springt ein: als "Digitaltechnikbastler" gibt er mir wichtige Hinweise zum Verstehen der Prozessorschaltung. Ich solle mir dem Oszilloskop die Interruptleitung näher ansehen; es könnte ja sein, dass der Prozessor durch irgendetwas immer unterbrochen wird und damit nicht recht dazu kommt, korrekte Daten an die analogen Baugruppen zu senden. Wie Recht er mit seiner Vermutung hatte, werden wir gleich sehen. Aber zuerst seine Worte:

"Aus der Schaltplananalyse des Digitalteils konnte unmittelbar abgeleitet werden, dass die Steuerung nach dem Prinzip des "Memory-Mapped-IO" arbeitet. Das bedeutet, dass die Ein-Ausgabe-Adressen sich den Adressraum mit den Speicherbausteinen teilen müssen und genauso angesteuert werden. Daraus ergeben sich zwar auf der einen Seite softwaretechnische Vorteile, auf der anderen Seite jedoch sieht die CPU keinen Unterschied mehr zwischen IO und Memory bezogen auf die Ansteuerung. Da aber die Speicherzugriffe auf das Memory um ein vielfaches schneller ausgeführt werden können als Zugriffe auf den IO-Bereich, muss bei IO-Zugriffen ein Mechanismus berücksichtigt werden, der diese relativ langsame Umgebung mit dem deutlich schnelleren CPU- und Speicherbereich synchronisiert.

Diese Aufgabe lässt sich auf CPU-Ebene relativ einfach über den READY-Eingang realisieren. Dazu fügt die CPU Wartezyklen in jedem Maschinenzyklus ein, nachdem die Adressleitungen gesetzt wurden, bis der READY-Eingang der CPU auf H-Pegel wechselt. Dazu synchron arbeitet der WAIT-Ausgang. Dieser nimmt immer H-Pegel ein, wenn sich die CPU im Wartezustand befindet.

Wie aus den Schaltplänen hervorgeht, wurde exakt dieser Mechanismus im Fluke 5101 angewendet, so dass der Zustand des READY-Eingangs und des WAIT-Ausgangs für die weitere Fehleranalyse von besonderem Interesse wurde. Es bestand der Verdacht, dass der READY-Eingang aufgrund eines Hardware-Fehlers in den nachfolgenden Baugruppen nicht mehr auf H-Pegel geschaltet wird und dadurch die CPU dauerhaft im WAIT-Zustand gehalten wird. Aus diesem Verdacht ergaben sich weitere Fragen bzw. Aktionen:

1. Wie wird das READY-Signal aus der Gesamtschaltung getriggert -> weitere Schaltungsanalysen der nachfolgenden Baugruppen
2. Durch Messungen der READY- und WAIT-Signale soll zunächst geprüft werden, ob dort Zustandsänderungen stattfinden oder nicht.

Weitere Maßnahmen würden aus den Ergebnissen ableiten, um der Ursache der Fehlerwirkung näherzukommen."

Eine gute Idee, die ich gerne aufgreife. Die READY-Leitung wird über etwas "Digital-schrott" direkt von der ACKnowledge-Leitung versorgt. Demnach muss jede Analogbaugruppe, die ein Datentelegramm vom Bus empfängt, den korrekten Erhalt durch das kurzzeitige Ziehen dieser ACK-Leitung quittieren. Diese Leitung wird durch A19 ebenfalls übersetzt und in Richtung Prozessor geschickt, wo sie den READY-Port bedient. Daran erkennt dieser, dass seine -für das jeweilige Analogmodul bestimmten- Daten korrekt empfangen wurden. Es wäre möglich, dass eine dauernd gesetzte ACK-Leitung den Prozessor

dazu bringt, in seinem Programm einfach fortzufahren, noch ehe die Daten überhaupt korrekt von dem Empfänger übernommen wurden! Das könnte ein Fehlerbild ähnlich dem verursachen, was ich hier gerade sehe: nur ein einzelnes Datenbit wird übertragen und die Übertragung danach einfach abgebrochen!

Das Manual des Fluke 5101B gibt an, dass während der Initialisierungsphase (=also direkt nach dem Einschalten) das Vorhandensein sämtlicher Module überprüft wird. Dazu wird jedes Modul adressiert und es muss mit einem ACK antworten. Tut es das nicht, wird die Meldung "ERR6" im Display angezeigt. Na, das probieren wir doch einfach einmal aus: eine beliebige Analog-Karte rausrupfen und beobachten, ob die Meldung erscheint!

Inzwischen sieht es bei mir vor lauter Messgeräten schon aus wie in einem Warenhaus. (GEIL!!!!!!!!!!)



Abbildung 18: Messaufbau.....

Wir zupfen...und: nix! Keine ERR6-Meldung im Display. Das ist ja schon einmal komisch. Also schaue ich mir mal das ACKnowledge-Signal am Ausgang von Baugruppe A19 ein. Ich messe direkt am Baugruppenstecker.

Nach ca. 1 Minute sieht es so aus:

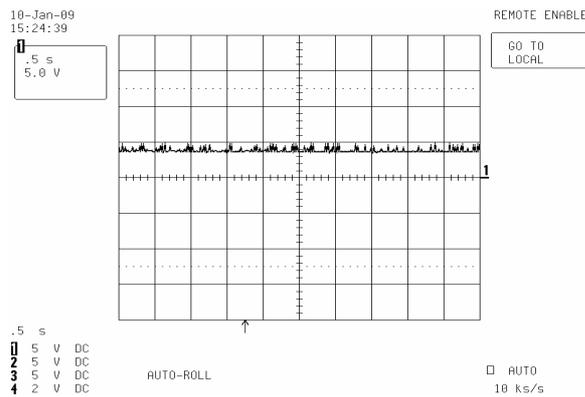


Abbildung 19: ACK-Signal nach 1 Minute

...nach 3 Minuten....

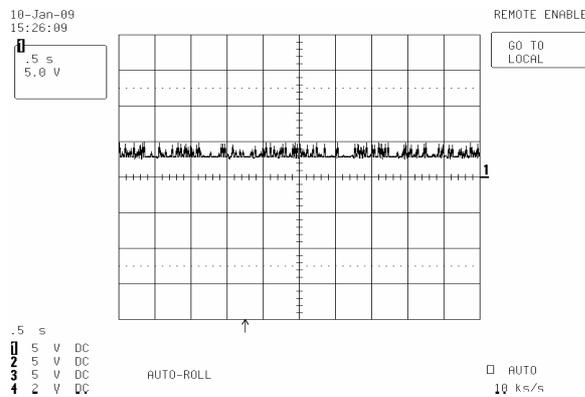


Abbildung 20: ACK-Signal nach 3 Minuten

...und nach 5 Minuten:

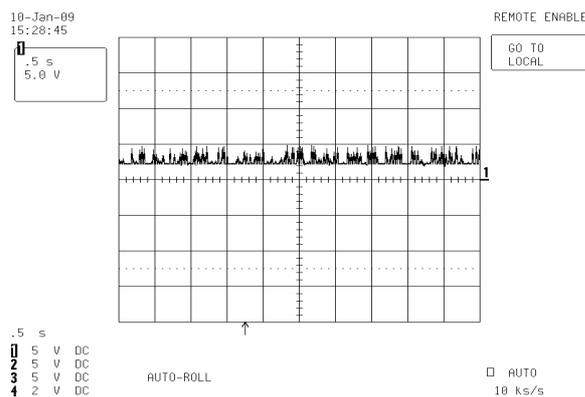


Abbildung 21: ACK-Signal nach 5 Minuten

Ja spinn' ich denn oder was soll das?!?!?!? Jetzt nehme ich aber wie wild die Fährte auf! Das arme Prozessorboard wird mit einem Dauer-Acknowledge vollgerauscht und denkt dadurch, dass seine Datentelegramme schon schneller empfangen wurden, als er sie überhaupt gesendet hat! So KANN das ja nicht funktionieren!

Ich muss also rauskriegen, welche Baugruppe den Dauer-ACKnowledge erzeugt und damit das ganze Gerät aus dem Tritt bringt. Wir schauen in den Verdrahtungsplan und sehen, dass dieses Signal aus dem Digital-Bus-Teil stammt. Also alle Platinen VOR dem A19 Isolator. Ein kurzes Ablöten des Reihen-Angstwiderstands auf der Prozessorplatte bestätigt, dass das Dauer-HIGH nicht vom Prozessor selbst kommt. Es wird von irgendeiner Baugruppe auf den Bus dauerhaft aufgeprägt.

Es ist also NICHT:

- Prozessorplatte A20
- Isolator A19
- Oszillator, Power Amplifier, usw.... (da GUARDED BUS = Analogteil)

Es könnte noch sein (da Teilnehmer am UNGUARDED BUS = Digitalteil):

- + IEC-Businterface
- + Front Panel PCB
- + Display PCB
- + Tape PCB

denn dort überall wird das ACK-Signal bedient.

Also zupfe ich nach und nach die Leiterplatten raus und stelle fest: HUCH! Ich habe gerade die IEC-Bus-Karte A23 in der Hand und messe auf der ACK-Leitung auf einmal korrekte ACK-Pulse:

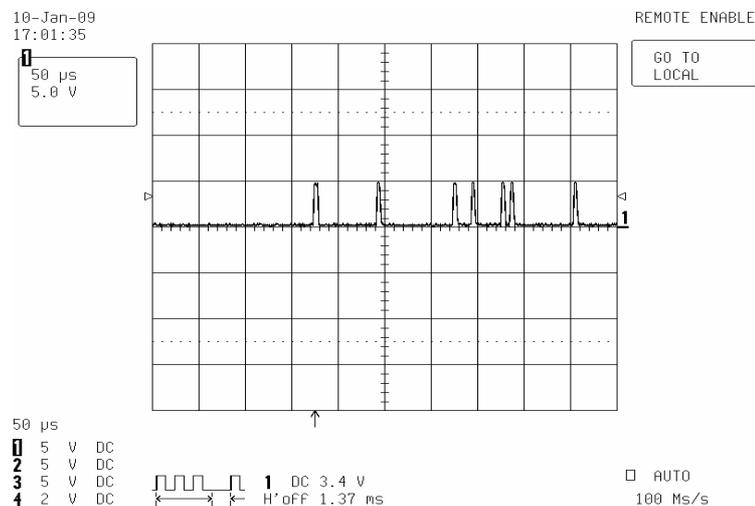


Abbildung 22: ACK-Signal endlich ok!!!!!!

!!!!Jackpot!!!!

Es ist also definitiv: die verflixte Baugruppe A23 "IEC-Bus", legt die ACK-Leitung lahm und bringt damit die Kommunikation im Gerät komplett durcheinander!!!

Sobald die Baugruppe entfernt ist, kann ich auch die korrekte Wirkung der ERR6-Meldung nachweisen (einfach auf der Prozessorbaugruppe den 2kOhm-Eingangswiderstand von Leitung an Pin 32 auftrennen und damit sämtliche ACK-Rückmeldungen unterbrechen) und der Prozessor kann endlich auch Baugruppen identifizieren, die auf eine korrekte Adressierung nicht mit einem korrekten ACK-Impuls antworten!

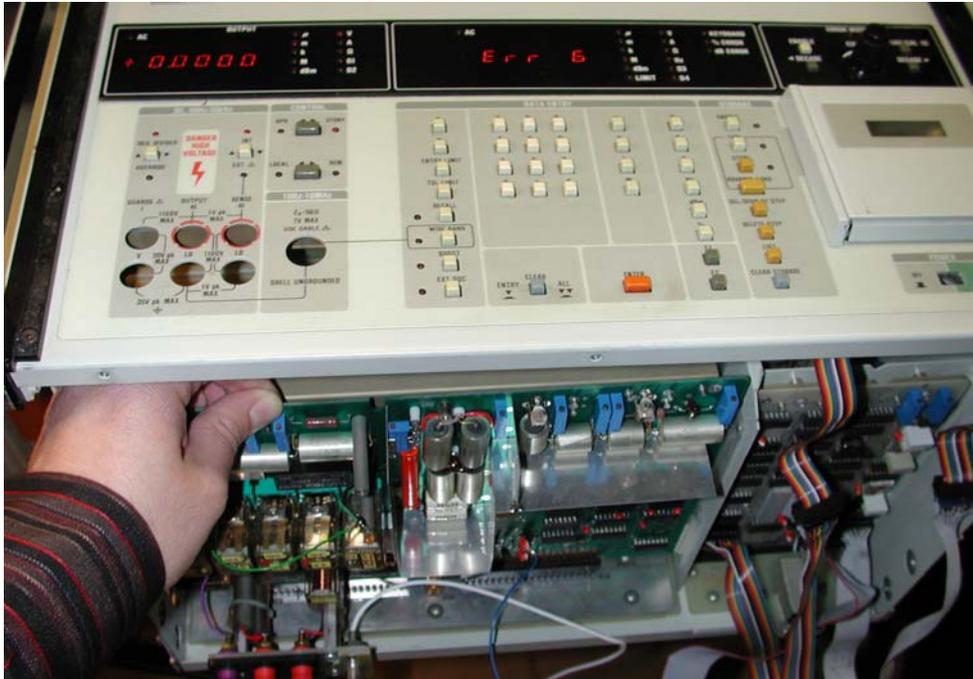


Abbildung 23: so wollen wir es haben: eine Leiterplatte am Analogbus aus der Fassung gelupft und der Prozessor antwortet brav mit "ERR6" im Display!

Der Rest ist nun einfach: das treibende IC der ACK-Leitung , ein CD4020, ist schnell gefunden. Sicherheitshalber wechsele ich auch Q2 mit aus und verwende einen BC559 als Ersatz. Nach einem Wieder-Einsetzen der IEC-Bus-Karte gibt es eine funktionierende Acknowledge-Leitung und damit was zum Feiern: prompt klicken die Relais und ich kann den Kalibrator wirkungsvoll bedienen!!! ENDLICH!!!!

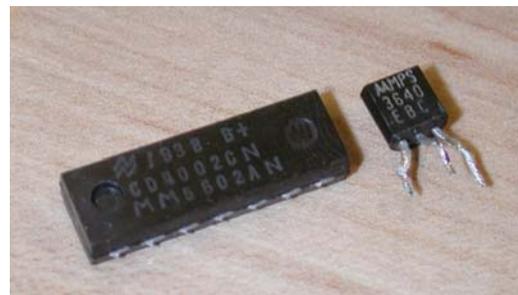
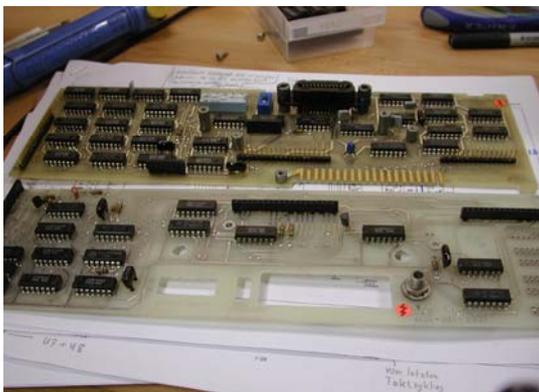


Abbildung 24: IEC-Bus-Karte A23 und (wirklich!) defekte Bauteile

3 Zweiter Fehler

Selbstverständlich machen wir hier keine halben Sachen. Ein einziger Fehler in so einem komplexen Gerät ist ja viel zu unspannend. Etwas mehr darf es da schon sein und ich werde vom Schrottverkaufshandel auch nicht enttäuscht: nachdem dieser fiese Acknowledge-Leitungsfehler gefunden und repariert ist, kann ich mich nun auf die anderen Überraschungen freuen, die mir beim Kauf dieses Geräts kostenlos mitgeliefert wurden. Bei Eingabe von "20V Gleichspannung" brummt es gequält im Gerät, die Anzeige "O.L." (Overload?) leuchtet im Display auf und der Kalibrator schaltet nach wenigen Sekunden zurück auf Standby. Aha. Ein neuer Fehler! Es geht weiter!

3.1 Fehler eingrenzen

Nach Sherlock-Homes-Detektiv-Art gilt es nun, so viel wie möglich Informationen zu sammeln, um den auftretenden Fehler möglichst genau beschreiben zu können. Die Anzeige "O.L." ist dabei eine große Hilfe; ebenso die Tatsache, dass der Kalibrator nicht in allen Bereichen diesen Fehler zeigt; eine Gleichspannung von 1V DC beispielsweise produziert er ebenso problemlos wie eine Wechselspannung mit 1kHz oder einen Widerstand mit 10kOhm.

Nehmen wir uns den Gleichspannungsbereich heraus und beobachten genauer: das Problem beginnt bei exakt 20,0V DC. Spannungen bis +19,9999V werden problemlos verarbeitet und stehen sauber am Ausgang bereit. Offensichtlich scheint der Fehler, den wir verfolgen, in einem Schaltungsteil zu liegen, der erst ab +20,0000V durchlaufen wird.

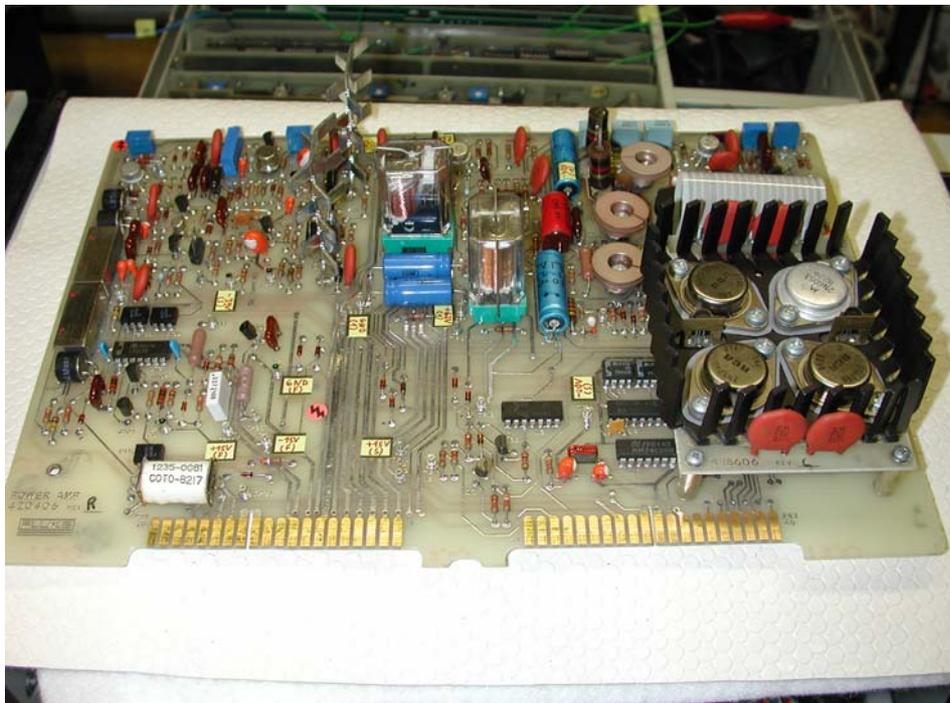


Abbildung 25: Baugruppe "Power Amplifier A17"

Beim Stöbern im Service-Manual finde ich heraus, dass die Baugruppe "Power Amplifier A17" grundsätzlich eine OVLD-Leitung (=Overload) auf LOW ziehen kann, wodurch der Prozessor dann vermutlich "O.L." ins Display schreibt und nach wenigen Sekunden auf einen sicheren Betriebszustand zurückschaltet (Standby). Und genau das passiert hier. Nun müssen wir noch herauskriegen, welcher Schaltungsteil von A17 diese Leitung wirklich ansteuert, denn A17 besteht strenggenommen aus insgesamt vier Verstärkern mit unterschiedlichen Eigenschaften, die durch eine Relaismatrix geschickt hintereinander verkettet werden können; z.B. für AC- oder DC-Betrieb oder für das Treiben von Lasten (Stromquelle) oder Spannungen (Spannungsquelle).

Sowohl der HF-Amp, als auch der LF-Amp und der Hi-Current-Amp bedienen diese Overload-Leitung. Ein etwas genauerer Blick in das Servicemanual zeigt auf, dass man durch das Beobachten der Overload-Meldung in verschiedenen Messbereichen des Kalibrators durch logische Signalverfolgung Rückschlüsse darauf ziehen kann, welcher Schaltungsteil für diese Fehlermeldung überhaupt noch in Frage kommt. Ich teste folgende 9 Funktionsbereiche:

- 1) AC Volts less than 20Volts (1V, 1kHz): ok
- 2) AC Volts 20..110Volts, 1kHz..20kHz (30V, 2kHz): ok
- 3) dito, 50Hz..1kHz: nok (Overload)
- 4) DC Volts less than 20 Volts (1V): ok
- 5) DC Volts 20..1100 Volts (30V): nok (Overload)
- 6) AC Current < 200mA (100mA): nok (Overload)
- 7) AC Current > 200mA (500mA): nok (Overload)
- 8) DC Current < 200mA (100): nok (Overload)
- 9) DC Current >200mA (500mA): nok (Overload)

in Klammern (): die Werte, die ich zur Prüfung des jeweiligen Betriebszustandes eingetippt habe

Nun stelle ich die Ergebnisse in Tabellenform zusammen und vergleiche sie mit der Schaltmatrix aus dem Servicemanual (=welche Relais sind in welchem Betriebszustand geschaltet und wie ist dementsprechend der Signalpfad durch A17). Die Erkenntnis ist verblüffend:

Der "HF Amp"; also die erste Eingangsstufe des Power-Amplifiers muss heile sein (denn sonst ginge Betriebszustand #1 und #2 nicht. Die AC/DC-Umschaltung mit K3 und K11 muss ebenfalls heile sein, denn sonst ginge Betriebszustand #4 nicht.

Es bleibt:

- der LF-Amp muss defekt sein
- ebenfalls der Hi-Current-Amp muss defekt sein

Uhhh- gleich zwei Defekte parallel?? Unwahrscheinlich, aber anders kann ich die Testergebnisse erst einmal nicht deuten: sowohl der LF-Amp-Zweig funktioniert nicht (Relais K8 und K7 angezogen; Betriebszustand #3) und da Betriebszustand #7 und #9 nicht funktionieren muss auch der Hi-Current-Amp defekt sein. Einzige Möglichkeit: die Overload-Leitung hat eine Rückwirkung auf beide Baugruppen. Und so ist es auch: beim weiteren Studium des Schaltplans erkennt man, dass das Overload-Signal von drei Amplifiern (HF-Amp, LF-Amp, Hi-Current-Amp) summiert wird. Dadurch kann der Prozessor nur erkennen, dass "irgendwo

dort" was fault ist, aber nicht genau, wo. Macht nix, ich freue mich erst einmal darüber, dass überhaupt eine solche Sicherheitsschaltung existiert.

Vor der eigentlichen Suche prüfe ich aber erst alle Betriebsspannungen auf der Baugruppe; davon gibt es mehrere, die zu allem Überfluss auch noch verschiedene Massen haben. Also aufpassen und sorgfältig arbeiten. Die Spannungen sind:

+15V, -15V, +10V, -10V, +39V, -39V, +62V, -62V.

Auch hier stelle ich wieder fest, dass ich meine persönlichen Unstimmigkeiten mit dem Service-Manual habe. Wo im Schaltplan "+10V" eingezeichnet ist, soll man laut Abgleichanleitung +12V Betriebsspannung messen können. Naja, bis ich das klären kann, erfreue ich mich an den gemessenen +13V und definiere die Betriebsspannungen für diese Baugruppe als "ok".

Nachdem diese bestätigt sind, beobachte ich das Overload-Signal in Richtung Prozessor. An Messpunkt TP15 kann man es beobachten. Bei "HIGH" ist alles ok; wenn es auf "LOW" springt, signalisiert das dem Rechner, dass ein Overload-Zustand vorliegt.

Das Konzept der Overload-Diagnose ist bei allen drei Amplifiern immer gleich: die Endstufe des jeweiligen Schaltungsteils (Gegentaktendstufe) wird überwacht, indem der Spannungsabfall über den Emitterwiderständen (=Shunts) gemessen wird. Steigt diese Spannung auf über 0,6V an, beginnt ein Überwachungstransistor zu leiten und zieht damit die Overload-Leitung. Eigentlich simpel, aber höchst effektiv.

Ich berechne die Overload-Ströme mit $I=U/R$ für

HF-Amp: $0,6V / 8,2\Omega = \sim 73mA$

LF-Amp: $0,6V / 1,6\Omega = \sim 400mA$

Hi-Current-Amp: $0,6V / 0,15\Omega = \sim 4A$

Dann beginne ich, mich durch die ganzen Arbeitspunkte durchzuwählen. Der LF-Amp (der erste der beiden Patienten) protzt an seinem Ausgang im Leerlauf hiermit:

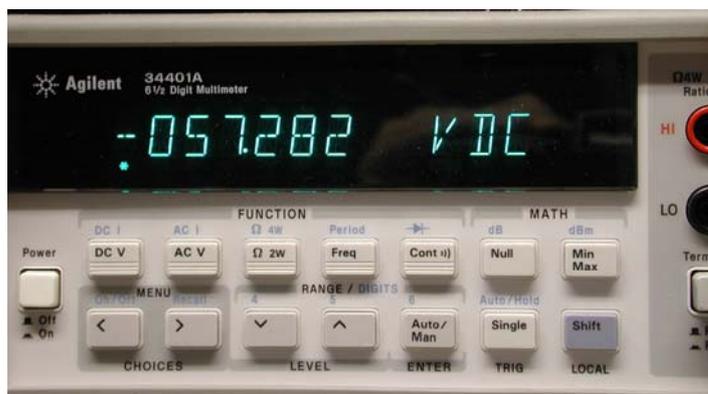


Abbildung 26: Arbeitspunkt des LF-Amps

Hier ist doch definitiv was im Arsch. (Entschuldigung, aber bei diesem heftigen Unterschied zu "null Volt" muss dieser kräftige Ausdruck schon einmal erlaubt sein!)

Ich schleiche mich also von der Eingangsseite her an und klemme meine Prüfspitzen ganz keck an die gut versteckten Messpunkte. Ich weiß: das Kalibratornetzteil sofort laut aufbrüllen, sobald ich auch nur einziges Milliampere von seiner "Nahrung" unrechtmäßig (z.B. durch den Tatterich beim Anklemmen) entwenden sollte.

Nach kurzem Herummessen merke ich, dass einer der beiden Transistoren aus dem Differenzverstärker Q121/Q122 erstaunlich heiß wird- trotz Kühlblech! Hmm...ich löte sie aus und prüfe sie. Sie scheinen noch in Ordnung zu sein, aber was ist das denn da für ein Waldbrand auf der Leiterplatte?

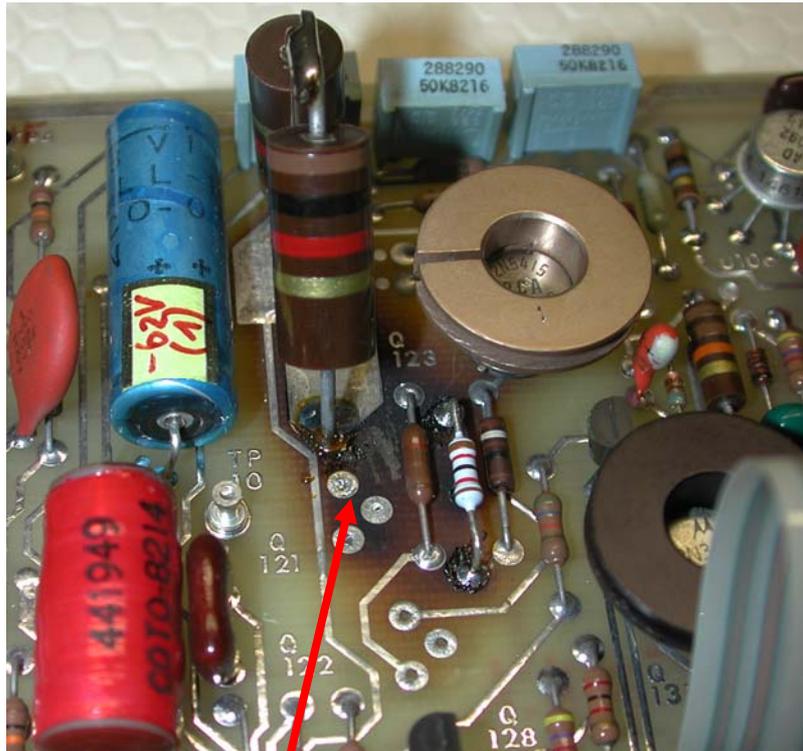


Abbildung 27: Feuerstelle auf A17

nachträglich gewechselter Widerstand. ● Nett gemeint, aber leider um Faktor 1000 "vorbei"!

Und dann kriege ich einen Schreck: was für eine Sauerei!!!
So etwas kann man doch einem so schönen Gerät nicht antun! Was werden denn die Fluke-Jungs denken!!!

Meine lieben Leser, wir haben es hier offensichtlich mit dem typischen Sachverhalt einer "Kaputtreparatur" zu tun. Vermutlich wurde dieses Gerät im Laufe seines langen Lebens einmal (oder mehrmals ;-)) zur Reparatur gegeben. Aber sicherlich nicht zum offiziellen Fluke-Kundendienst, sondern es hat sich jemand selbst dran versucht. Diese Person ist höchstwahrscheinlich bis zu diesem Differenzverstärker vorgedrungen, meinte offensichtlich einen Fehler entdeckt zu haben, wollte den einen 12,1Ohm-Widerstand dieses Differenzverstärkers ersetzen.....verzählt sich bei dem Farbcode der Widerstände und lötet knallhart 12,1 **KILO**Ohm ein!

Nun gut- ein Versehen kann jedem passieren (auch ich habe damals einmal in jugendlichem Leichtsinn bei meinem ersten Golf mal eben flotte 3 Liter Getriebeöl in die Kupplung gekippt, weil ich die Einfüllöffnung verwechselt habe;-), aber spätestens wenn mir dann als Folge davon der gemeinsame Emitterwiderstand abbrennt, muss ich doch stutzig werden. Nein, stattdessen prügelte man hier -recht hirnlos- noch zwei hochgerüstete 1kOhm-Widerstände nach- und griff auch hier wieder mächtig daneben: 2kOhm anstatt 3,9kOhm in der Emitterleitung dürften den maximalen Emitterstrom auf ungefähr das Doppelte erhöhen. Das nun produzierte Ungleichgewicht im Differenzverstärker sorgt schon dafür, dass dieser auch permanent erreicht wird und die "Feuerstelle" immer weiter anheizt.

Ein richtiger "Kracher" also, den wir da aufgedeckt haben!

Ich schmeiße den ganzen Kram raus, werfe neue 12Ohm-Widerstände und den korrekten 3,9kOhm-Widerstand (ich nehme eine 2W-Version aus Metalloxyd, so wie es im Manual steht) in die Emitterleitung und siehe da:

Fehler weg, Strom marsch! :-))))))



Abbildung 28: beim Herummessen an A17...

4 Dritter Fehler

Wir bleiben leider beim LF-Amplifier, denn dieser Fehler scheint nicht der einzige gewesen zu sein. Zwar funktioniert mit der Inbetriebnahme nun schon eine Menge mehr an meinen 5101, jedoch meldet sich noch immer hin und wieder die Overload-Anzeige zu Wort. So ein Pech aber auch.

Wenn ich zum Beispiel "80V AC, 400Hz" eintippe...



...sieht die Ausgangswellenform "unten rum" schon irgendwie komisch aus:

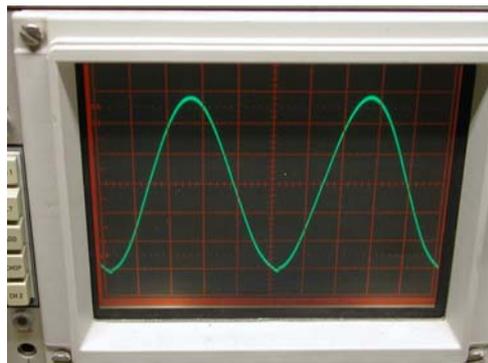


Abbildung 29: Ausgangswellenform bei 80Veff

Wenn ich nun auf z.B. 130V erhöhe, sieht es schon so aus:

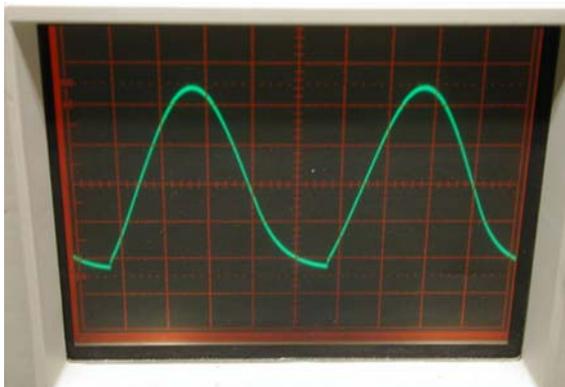


Abbildung 30: Ausgangswellenform bei 130Veff

Es wird also nicht besser, obwohl der Kalibrator den Betrag der Spannung sauber zu halten versucht! Bei 140Veff ist es dann nun aus, die Overload-Schutzschaltung lässt die Ausgangsspannung zeitweise zusammenbrechen:

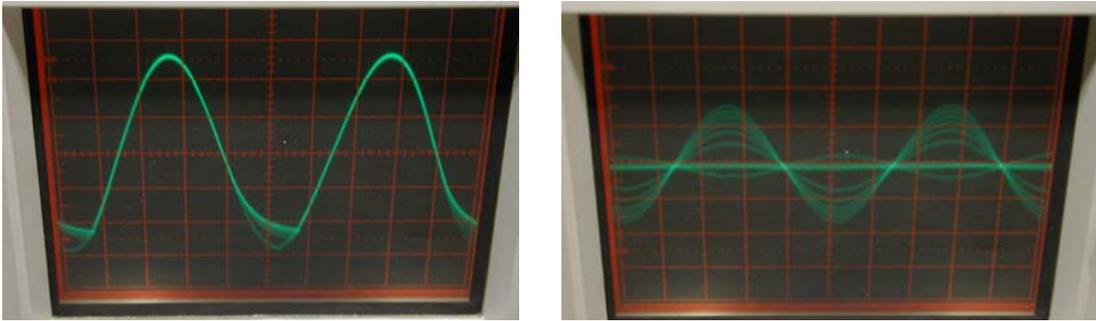


Abbildung 31: Ausgangswellenform bei 140Veff: bricht zeitweise zusammen

Bei 180Veff geht er dann endgültig in den Dauer-Standby:



Abbildung 32: Zwangs-Standby dank Overload-Erkennung

Wenn man ganz schnell fotografiert (bevor die Overload-Protection einsetzt, sieht man, dass bei $U=260V_{eff}$ auch die positive Spitze abgekappt wird:

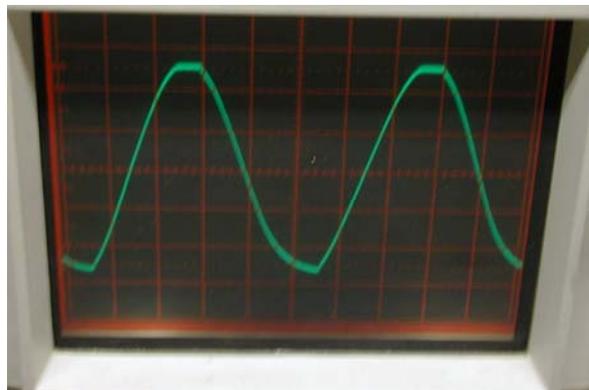


Abbildung 33: Ausgangswellenform bei $U=260V_{eff}$

Und dann wird's wieder interessant: bei $U = \text{ca. } 270\text{Veff}$ scheint intern umgeschaltet zu werden; trotz höherer Ausgangsspannung wird die Steuerspannung wieder kleiner (nun wird vermutlich ein höherer Abgriff des HV-Ausgangstrafos benutzt).

Bei 270Veff



erhält man also wieder das hier:

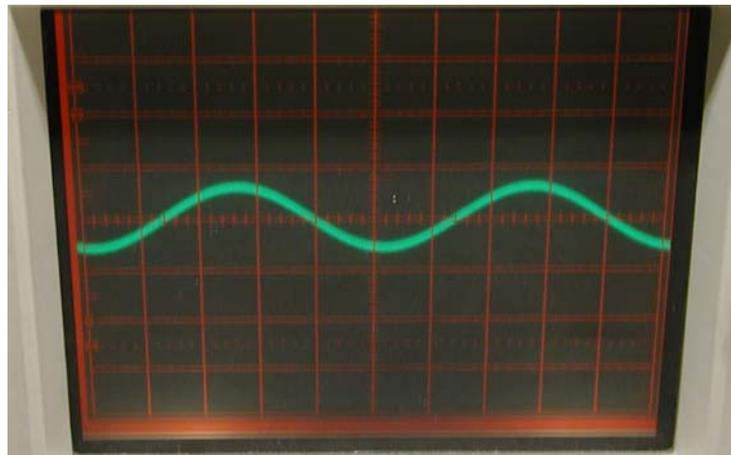


Abbildung 34: Ausgangswellenform bei $U=270\text{Veff}$

Genauso sauber wie vorhin bei 80Veff !
Die Generatorfrequenz betrug für alle Messungen 400Hz .

4.1 Fehlersuche

Folgende, aktualisierte Situation:

- 1) AC Volts less than 20Volts (1V, 1kHz): ok
- 2) AC Volts 20..110Volts, 1kHz..20kHz (30V, 2kHz): ok
- 3) dito, 50Hz..1kHz (30V, 1kHz): **jetzt ok**
- 4) DC Volts less than 20 Volts (1V): ok
- 5) DC Volts 20..1100 Volts (30V): **jetzt ok**
(100V): „O.L.“ flackert im Display! => **nok**
- 6) AC Current < 200mA (100mA, 1kHz): **jetzt ok**
- 7) AC Current > 200mA (500mA, 1kHz): **jetzt ok**
(1A, 1kHz): **jetzt ok**
(2A, 1kHz): Anzeige “ERR3”
- 8) DC Current < 200mA (100mA): **jetzt ok**
- 9) DC Current >200mA (500mA): **nok** (kein Stromfluss)

Wir bleiben aber erst einmal auf der Hochspannungsfehler-Jagd. Um das Problem #9 mit dem ausbleibenden Stromfluss kümmern wir uns dann später.

Wir starten beim HF-Amplifier, der immer im Signalfluss eingeschaltet ist, ganz gleich, was man eintippt (ausgenommen: Widerstands-Betriebsart).

Machen wir mal ein paar Versuche.

4.2 HF-Amplifier

Eingabe: 110V, 2kHz

Damit speist der HF-Amplifier den Trafo T2 bei maximaler Amplitude. Gucken am Ausgang des HF-Amplifiers (TP4):

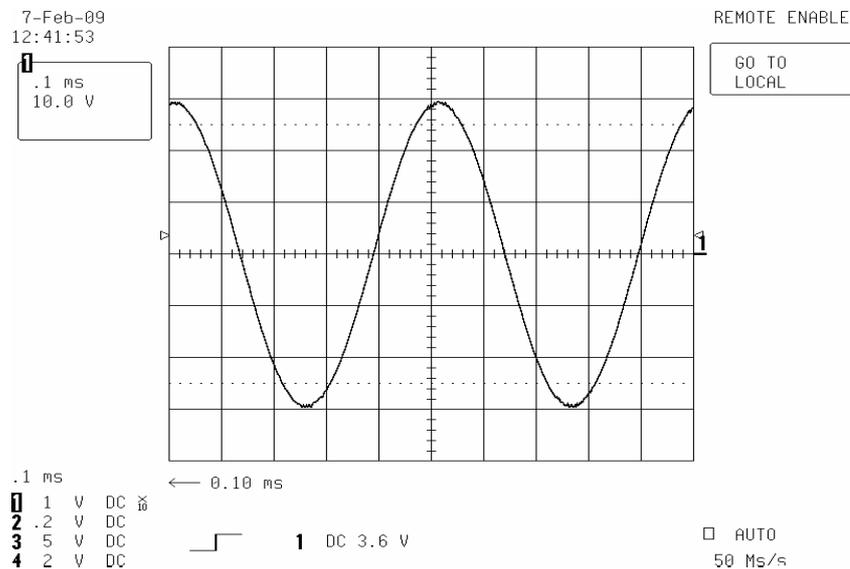


Abbildung 35: saubere Kurvenform an TP4 bei 110V/2kHz

Wellenform ok (ca. 60Vss), Ausgangsspannung des Kalibrators stimmt auch (110,2V mit Fluke 87 gemessen). Fazit: HF-Amplifier vermutlich heile!

4.3 LF-Amplifier

Unterhalb 1kHz wird der Trafo T1 eingesetzt. Um den anzutreiben, muss der LF-Amplifier hinter den HF-Amp geschaltet werden. Der Nachteil: der funktioniert nur bis 1kHz, aber dafür kann Trafo T1 Spannungen bis 1100V(!) erzeugen. Wenn man also wählt:

150V, 400Hz

sieht man am Ausgang des HF-Amps:

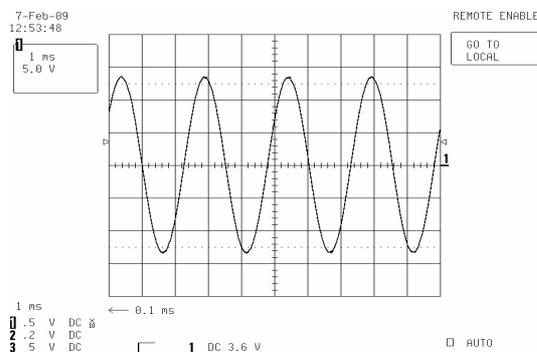


Abbildung 36: immernoch saubere Kurvenform an TP4 bei 150V/400Hz

Also die Ansteuerung des LF-Amps ist völlig in Ordnung. Die Ausgangsspannung an TP4 liegt sowas um die knappen 35Vss.

Gucken wir uns diese 150V/400Hz mal am Ausgang des LF-Amps an (TP9, Achtung: andere Masse!):

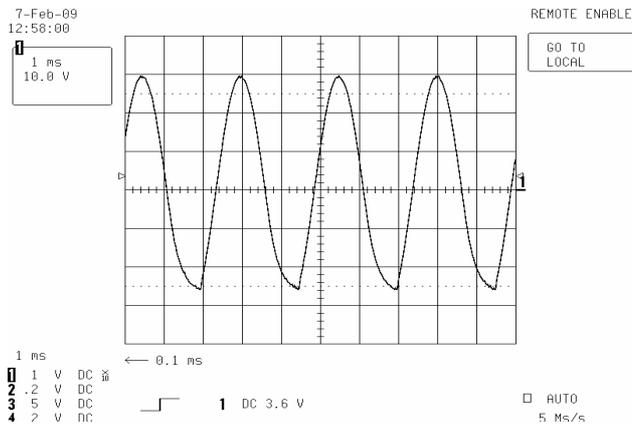


Abbildung 37: verzerrte Kurvenform bei 150V/400Hz an TP9

Nicht gut! Wir erhalten am Kalibratorausgang zwar 149,3Veff (also die Größenordnung scheint zu stimmen), jedoch ist das Ausgangssignal des LF-Amps definitiv nicht in Ordnung! Die Ausgangsspannung liegt bei etwa 55Vss.

Kurbelt man nun die gewünschte Spannung von 150V noch hoch, dann fängt die Ausgangsspannung des LF-Amps irgendwann an, zu schwanken und schließlich sogar zusammen zu brechen. Um das zu zeigen, habe ich im Moment des Zusammenbrechens ein Foto von meinem Analog-Oszi gemacht:

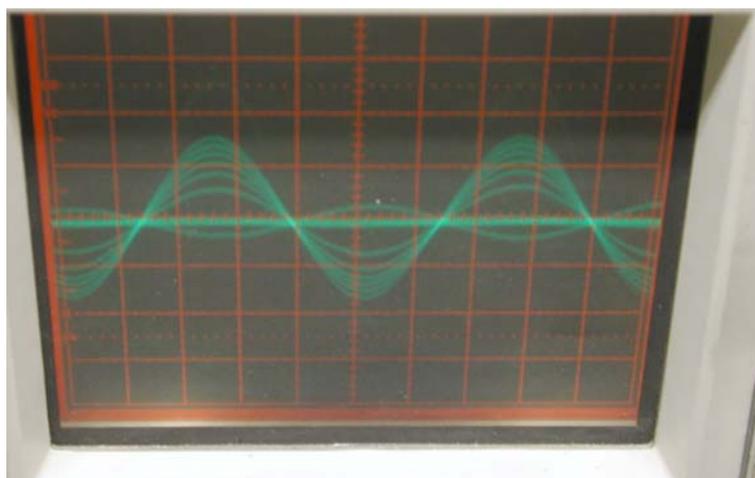


Abbildung 38: Spannung an TP9 bricht zusammen

Flankiert wird das Ganze noch von einer sporadisch aufblitzenden „Overload-Meldung“ im Display des Kalibrators. Also hier ist doch noch irgendwas faul im LF-Amp!

Wir bleiben bei dem Fehlerfall (programmierte Ausgangsspannung 150V@400Hz). An Testpunkt TP6 soll man den „LF-Drive“ messen können. Aha. Er sieht so aus:

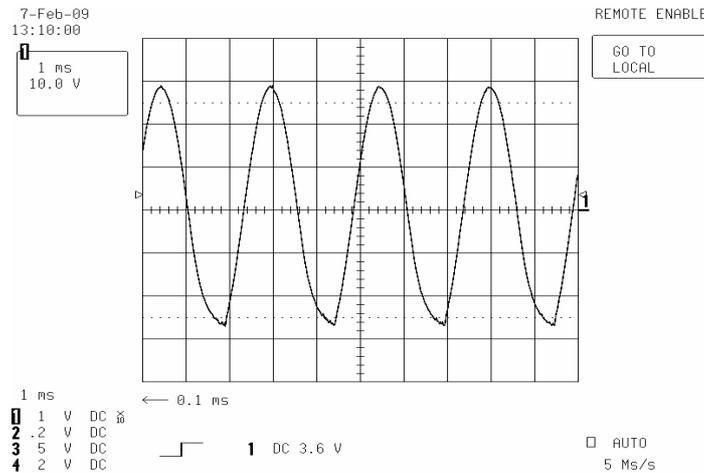


Abbildung 39: 150V/400Hz an TP6

Na, das sieht doch bekannt aus. Es scheint was mit dem negativen Teil nicht zu stimmen. Aber bei der verkackten Ansteuerung sieht auch die Basis-Emitter-Spannung des negativen Endstufentransistors (=Spannung über R184) nicht besser aus:

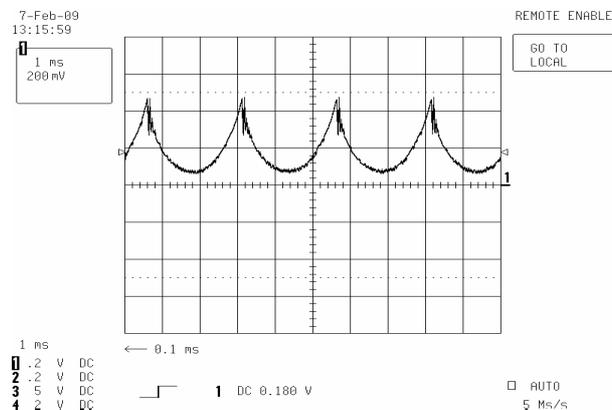


Abbildung 40: Basis-Emitterspannung an Q134

Hier musste ich sogar zurückstellen auf 110V Ausgangsspannung, damit ich noch schnell einen Screenshot machen konnte (die automatische Pegelregelung des Kalibrators setzt dann ein und regelt schneller, als ich noch oszillografieren kann).

Im Vergleich dazu die BE-Spannung des positiven Ausgangstransistors:

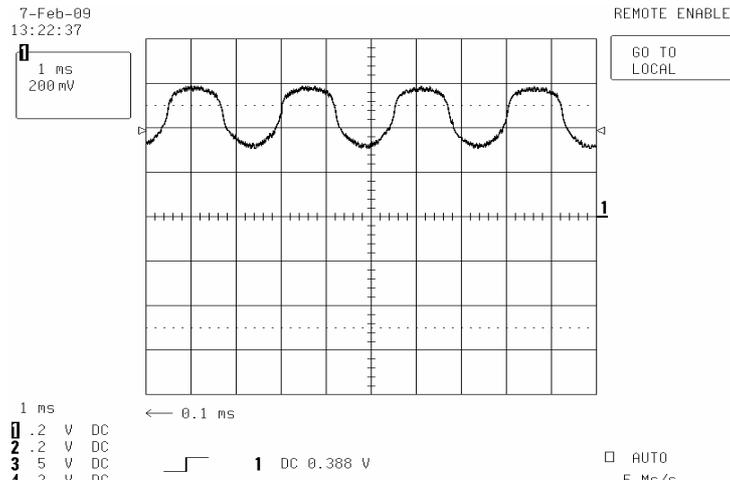


Abbildung 41: Basis-Emitterspannung an Q132

Schon besser, oder?

Also gucken wir in den Schaltplan und stellen fest, dass es da noch einen Operationsverstärker U104 gibt, dessen Ausgangssignal (=Pin 6) ich nun gerne wüsste.

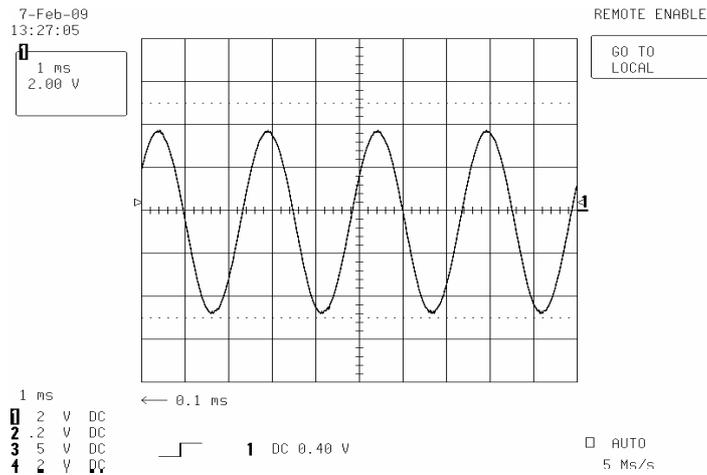


Abbildung 42: Ausgangssignal U104 (Pin 6) bei 110V

Alles heile bei 110V. Zu Dumm.

Probiere ich also mal 120V....

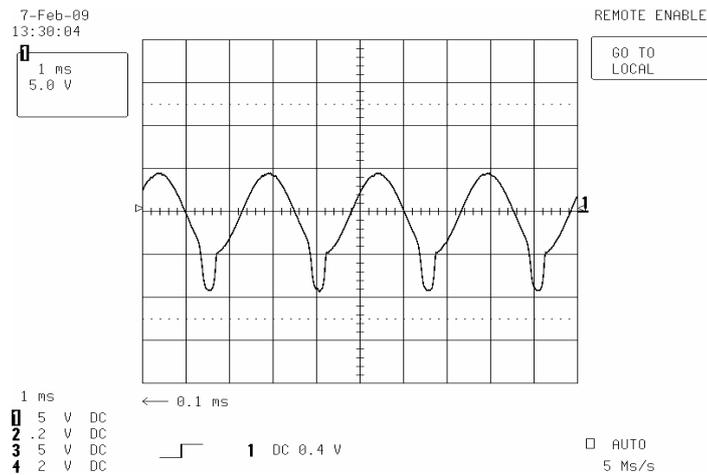


Abbildung 43: Ausgangssignal U104 (Pin6) bei 120V

Erwischt!

Der Schei*** U104 liefert ein verwarztes Ausgangssignal! Und bei 150V wird's auch nicht besser...

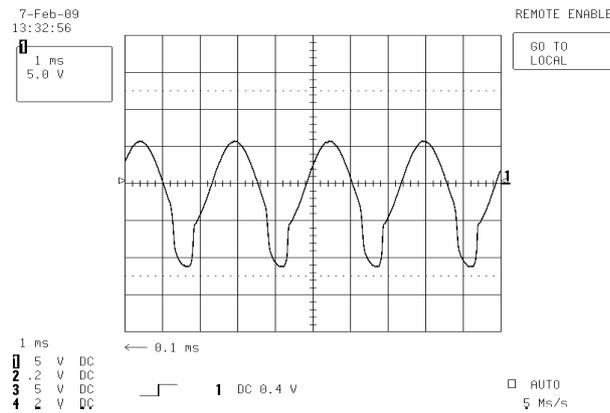


Abbildung 44: Ausgangsspannung U104 (Pin6) bei 150V

Bevor wir jetzt vorschnell urteilen, sehen wir uns erst einmal an, womit der U104 gefüttert wird. Wenn ich zum Beispiel Milch trinke, dann kommt am Ende auch nichts Vernünftiges....ach, unwichtig....;-)

Guckst Du Oszillogramm:

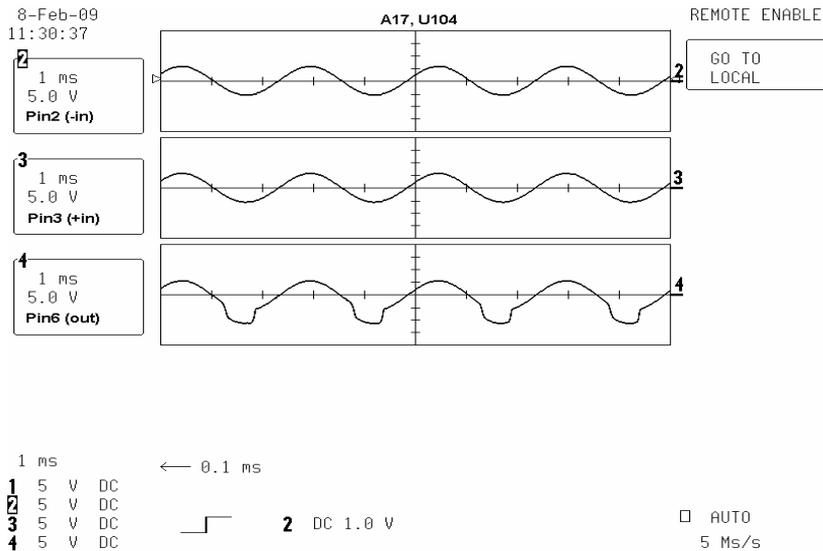


Abbildung 45: Ein- und Ausgangsspannung von U104

Tja. Sieht wohl echt so aus, als ob uns der U104 wirklich das Signal verwarzt. Ich habe Euch in Abbildung 45 einmal eine Übersicht der beiden Eingänge zusammen mit dem produzierten Ausgangssignal zusammengestellt. Die beiden Inputs am invertierenden und nichtinvertierenden Eingang sehen doch ganz gut aus. Nur das Ausgangssignal ist irgendwie Grütze.

Jetzt könnte es natürlich sein, dass der diese Spannung „empfangende“ Transistor eine Macke hat. Lustigerweise handelt es sich dabei um einen der Differenzverstärkertransistoren aus dem letzten Kapitel. Ob der vielleicht durch Überlastung einen „mit“ bekommen hat?? Ich bin sowieso überrascht, dass Fluke hier nicht einen kleinen Angstwiderstand in die Basisleitung spendiert hat. Mir wurde von meinem „elektronischen Ziehvater“ Sigggi († 25.04.2006) immer wärmstens nahegelegt, aktive Bauteile nie ohne passive Angstbauteile miteinander zu verschalten. Nagut, wir machen den Fluke-Jungs hier keinen Vorwurf, schließlich kannten sie unseren Elektronikbomber Sigggi nicht ;-)

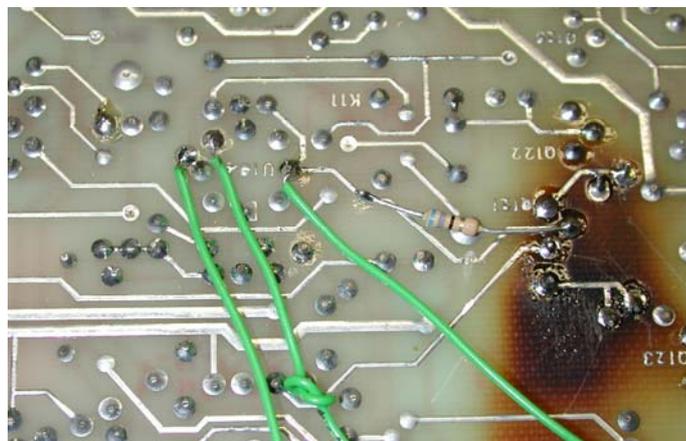


Abbildung 46: probenhalber nachträglich eingefügter 680hm Angstwiderstand

Nun tat ich das, was zum Beispiel in der Instandsetzungsabteilung bei der Bundeswehr undenkbar wäre: ich kratze eine Leitung auf! Und überbrücke die Kratzstelle mit einem

680hm-Widerstand! Warum? Weil ich herauskriegen will, ob z.B. ein unzulässig hoher Basisstrom des evtl. defekten Empfängertransistors den Ausgang von U104 überlastet. Tut er wohl aber nicht, das Oszillogramm sieht mit eingefügtem Angstwiderstand ganz genauso aus wie Abbildung 45.

Warum ich so um den OpAmp kämpfe und ihn nicht einfach kurzerhand rauswerfe?? Weil dieses Mistvieh die Bezeichnung „AD 30928210 146187 214“ trägt und das weder Reichelt noch alle meine ganzen schlaunen Bücher kennen. So ein Ärger! Aus dem Fluke-Manual erfahre ich, –neben noch mehr (wenig hilfreichen) interne Bestellnummern- dass dieser OpAmp ein „elektrostatisch sensibles Device“ ist. MOS oder FET-Technologie also. Ich vermute unter der langen Bezeichnung treffsicher einen "AD3092", aber selbst da hilft mir das Internet auch nicht weiter.

Mir bleibt nichts anderes übrig, als anhand der Beschaltung, der Betriebsparameter (Betriebsspannung, Anschlussbelegung) einen Ersatztypen bestmöglich zu „schätzen“.

Die Anschlussbelegung ist:

Pin1:
Pin2: Input (-)
Pin3: Input (+)
Pin4: -Ub
Pin5:
Pin6: out
Pin7: +Ub
Pin8:

Zwischen Pin 8 und 1 liegt ein 12pF Kondensator; vermutlich irgendetwas zur Kompensation.

Pin5 wird mit einer einstellbaren Spannung von R155 versorgt; also abweichend vom Schaltbild!

So, und nun suche einen zeitgemäßen OpAmp, der zu dieser Beschreibung passt! Grrr!!!

Mit dieser Beobachtung habe ich mir wieder eine dicke Kuh auf's Eis geschoben. Wie ich sie wieder herunterkriege, ist mir im Moment total schleierhaft. Der Aufdruck auf dem Operationsverstärker-IC U104 hilft weder bei der Bestimmung noch nach der Suche nach dem Datenblatt. Also sehe ich mir die Schaltung etwas genauer an -und stelle erneut fest, dass die Dokumentation mit der Realität mal wieder nicht übereinstimmt. Was habe ich mir da nur gekauft!!!

In mühevoller Kleinarbeit nehme ich die Beschaltung von U104 auf und erhalte das hier:

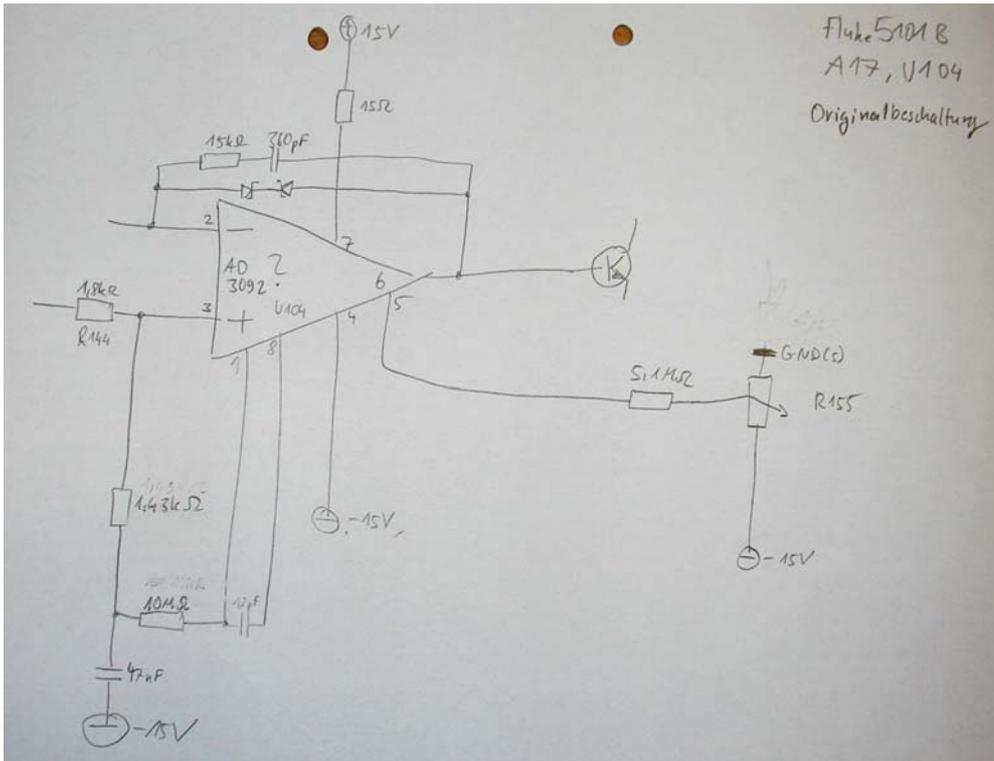


Abbildung 47: U104 Originalbeschaltung

Immerhin macht der (etwas modernere) Schaltplan etwas Hoffnung auf Vereinfachung der Schaltung. Nach vielen Hin und Her entscheide ich mich als Ersatz für einen TL071. Dieser ist ein J-FET-Bauteil (es passt also die ESD-Warnung im Manual dazu!), hat einen integrierten Ausgangs-Angstwiderstand (das würde Siggie jetzt gefallen! :-)) und kann mit einem einfachen Poti im Eingangsoffset kompensiert werden.

Trotzdem ist die Beschaltung natürlich etwas anders; ich kratze also weitere Leiterbahnen durch, entferne nun nicht mehr benötigte Bauteile und wechsele sogar das 50kOhm-Poti (R155) gegen ein 100kOhm-Modell aus.

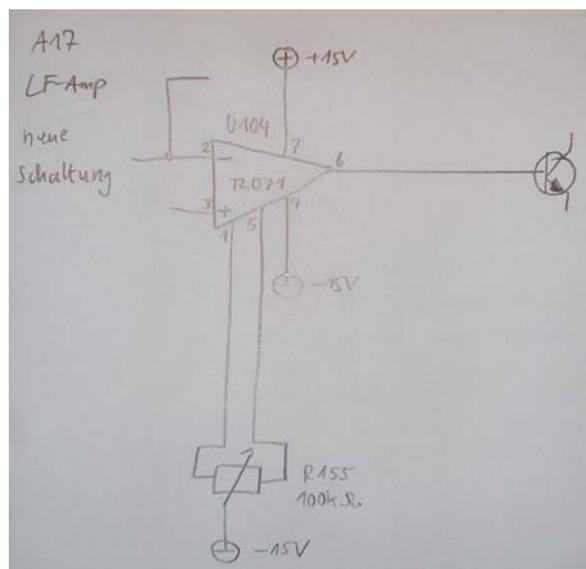


Abbildung 48: U104 mit TL071 modernisiert

Danach schalte ich ein. Die gute Nachricht zuerst: der Kalibrator funktioniert mit meinem TL071 immer noch einigermaßen. Die schlechte (Ihr werdet es erraten): der Fehler ist noch da! Na klasse. Die ganze Mühe umsonst. Wenigstens tröstet der ausgelötete U104 als noch verwendbares Ersatz-Bauteil, den ich mir daher für schlechte Zeiten ganz besonders heftig aufbewahren werde.

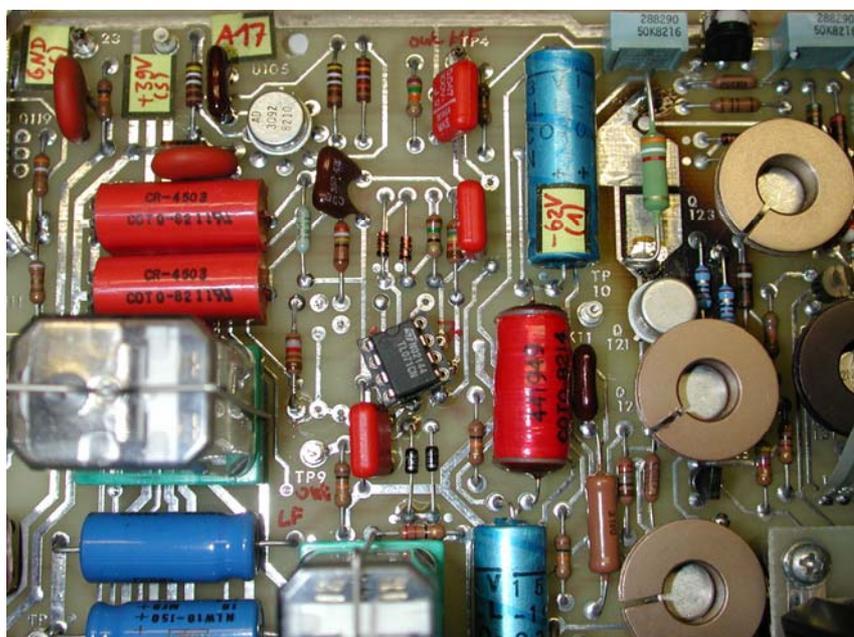


Abbildung 49: A17: U104 modernisiert

Ich frage mich nun, was denn die Verzerrungen in der negativen Halbwelle noch alles verursachen könnte. Das gestaltet sich schwierig, denn selbst der LF-Amplifier ist an sich (durch seine Rückkopplung zum Eingang) so etwas wie ein "Regelkreis im eingeschwungenen Zustand". Durch diese Rückkopplung könnte jeder Transistor im Signalpfad zum Erzeuger der Verzerrung werden. Dagegen spricht allerdings, dass ich am Rückkopplungssignal (= Pin2 des Operationsverstärkers, siehe Abbildung 48) keine Verzerrungen entdecken kann. Hmm...was ist denn eigentlich mit den beiden Zener-Dioden, die zwischen Ein- und Ausgang des OpAmps liegen und die Leerlaufeigenschaften des ganzen LF-Amps verbessern sollen? Wenn hier eine der beiden Dioden eine Macke hätte, könnte das doch auch zu Verzerrungen führen!

Könnte es, tun sie aber nicht, wie ich nach dem erfolgten Wechsel feststelle.
(Wie nah ich damit schon an dem eigentlichen Fehler dran war, werde ich aber erst einige Tage später feststellen....)

- J 9009 = BSW 24, BSK 36, BFX 48, 2N 4034, 2N 3905

LF-Amp	2N 4121	Platine	Manual	Reichelt
A17	✓ Q 121	2N 3439	= 2N 3439	BSS 49, BUX 54, BUX 64
	✓ Q 122	2N 3439	= 2N 3439	s.o.
	✓ Q 123	2N 5415	= 2N 5415	BFT 19
	Q 124	MPS 6520	= MPS 6520	BC 184, BC 384, BC 413, BC 550
	✓ Q 125	2N 3439	= 2N 3439	s.o.
	✓ Q 127	FPN 4888	2N 5401	notfalls: 2N 5400, BFT 19, 2N 5415
	✓ Q 128	2N 3904	2N 3904	BC 174, BC 182, BC 190, BC 546, 2N 2220
	✓ Q 129	2N 304	2N 3904	s.o.
	✓ Q 130	2N 3906	2N 3906	BC 512, BC 557, 2N 2906
	Q 131	2N 3439	= 2N 3439	s.o.
	- Q 132		2N 5240	BU 210, BU 22, 2N 5241 (BUX 48 A)
	✓ Q 133	2N 5415	= 2N 5415	BFT 19 s.o.
	✓ Q 134		2N 5240	s.o.

Abbildung 50: Transistor-Einkaufsliste für A17

Aber auch jeder andere Transistor könnte Ärger machen. Also steht bei mir mal wieder ein Komplettwechsel der Transistoren des LF-Amps auf dem Programm. Bitte haltet das Vorgehen jetzt nicht für "stumpf", denn einen defekten Transistor zu finden, der nur unter bestimmten Bedingungen der Aussteuerung einen Fehler zeigt, gelänge mir nur noch mit einem Kennlinienschreiber. So einen habe ich nicht; jeden Transistor von Hand ausmessen will ich nicht und mit einem einfachen Diodentest finde ich den Fehler nicht. Ergo: rauslöten und 'nen neuen rein, das kommt sogar der MTBF zu Gute!

Nebenbei fällt mir übrigens auf, dass die verbauten Keramikkondensatoren einen irren Temperaturgang haben! Ich habe einmal ein paar kontrolliert, in meine LC-Mühe eingespannt, beruhigende 47nF gemessen- und dann kurz mit Kältespray drauf gesprüht. Die Folge: dramatische Reduktion der Kapazität auf Werte hinunter bis zu ~ 20nF! Sicherheitshalber schmeiße ich diese Kondensatoren raus und löte neue C's ein. Diese sind gegenüber meinem Kältespray nahezu unempfindlich (ändern sich vielleicht um max. 1nF) und erwecken bei mir einiges mehr an Vertrauen. (Hinweis: mit dem Fehler hatten sie aber leider nichts zu tun...). Ich hoffe auch nicht, dass das beabsichtigt war und zur Temperaturkompensation von irgendwas bestimmt waren! Da ich aber ähnliche Fehler von Röhrenprüfgeräten her kenne (da wird definitiv NICHT temperaturkompensiert), tippe ich eher auf einen Bauteilfehler als auf gewolltes Verhalten. Sicher bin ich mir damit jedoch nicht.

Am Samstag morgen bringt der Postbote in Rekordzeit das Reichelt-Paket. Hastig packe ich es aus und heize den Lötkolben an. Transistor für Transistor löte ich aus- aber der Fehler bleibt.

4.4 gefunden!

Nun nehme ich die Dioden aufs Korn- und sollte damit endlich Erfolg haben! Eine ansonsten völlig unauffällige 6,2V-Zenerdiode, die als VR106 eine Konstantstromquelle für den Eingangverstärker bilden soll, erweist sich schließlich als Volltreffer! Liebe Bastler, könnte Ihr Euch nun mein Glücksgefühl vorstellen?? Wie ein Zuchtbulle, dem man gerade mitteilt, das der Rest seines Lebens aus Sex bestehen wird :-) !!!

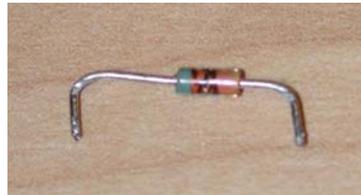


Abbildung 51: Mistvieh!!!!

4.5 Abgleich

Bevor wir A17 aber wieder verlassen, steht ein Grundabgleich auf dem Programm. Schließlich haben wir aktive Bauteile mit individueller Kennlinie (=Transistoren) gewechselt, deren Ruhestrom sorgfältig eingestellt werden will.

Ich schnappe mir also das Fluke-Manual und folge den Anweisungen. Schon im ersten Punkt klappt das mal wieder nicht: einen R52 gibt es bei mir nicht- das scheint wohl eine der vielen Updates von Fluke zu sein, den man erst in spätere Serien eingebaut hat. So wundert es auch nicht, dass ich die Regelspannung für den VCA nicht korrekt entsprechend der Vorgaben einstellen kann.

↷

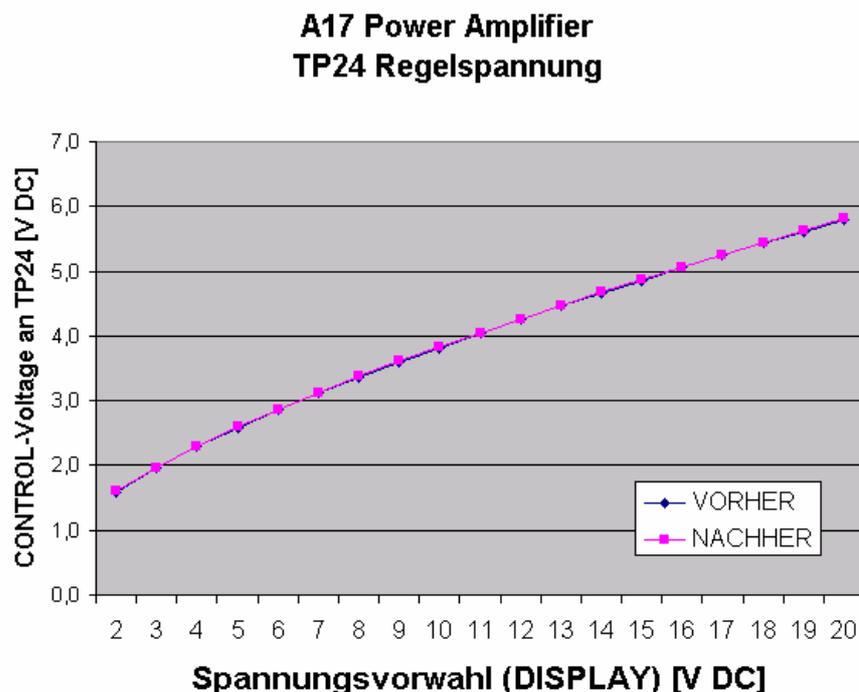


Abbildung 52: Regelspannung auf A17

Ich mache eine Messung der "ControlVoltage" und vergleiche sie mit Messwerten von „früher“, d.h. vor der Reparatur. Hier hat sich nichts geändert, der VCA in meinem Fluke 5101B scheint jedoch mit anderen Parametern zu arbeiten als im Manual beschrieben. Ich entscheide mich dafür, dass ich den –im Manual angegebenen- Wechselspannungsfall mit 1,25V als repräsentativ ansehe, A17 daraufhin abgleiche und lebe damit, dass sich für den Gleichspannungsfall ein anderer Regelbereich ergibt. Hauptsache, die VCA-Schaltung bleibt stets eingerastet!

Auch in einem anderen Fall muss ich „Kröten schlucken“, den Ruhestrom des HF-Amps von 150mA erreiche ich mit 134mA nicht ganz und auch bei der Offset-Kalibrierung muss ich –durch den fehlenden R52 und den TL071-Umbau- etwas improvisieren. Letztendlich scheint aber alles vernünftig abgleichbar und alle Testbedingungen werden korrekt erreicht. Mein R&S URE3 ist dafür ein segensreiches Hilfsmittel, wenn es um das Messen von kleinsten DC-Offsets auf einer Wechselspannung geht. Besonders der quasi-analoge Bargraf, die Floating-Betriebsart sowie die schnelle Messabfolge ist dafür sehr hilfreich. Nicht jedes Multimeter spielt da mit und sogar mein treues Agilent HP34401 fürchtet sich vor diesen Messbedingungen.

Ein URE3 ist momentan auf dem Gebrauchtmrkt noch sehr teuer, es ist aber sein Geld allemal wert:



Abbildung 53: Rohde&Schwarz URE3 als Hilfe beim Abgleich

Eine Bemerkung noch für diejenigen, die jetzt Furcht haben, ich hätte mir mit diesem Abgleich die Genauigkeit des Kalibrators versaut: mitnichten! Solange ich nichts an der Gleichspannungsreferenz oder den Referenzwiderständen verstelle, aus der sämtliche anderen Betriebsarten abgeleitet werden, hat der Kalibrator dieselbe (gute oder schlechte, das weiß ich leider nicht) Genauigkeit, die er vor der Reparatur auch hatte.

Und das Beherzigen einer Weisheit ist hier ganz wichtig:

„Nie an was Herumgrabbeln, das man nicht kennt (oder verstanden hat)!*“

*Für Frauen gilt dieser Spruch natürlich nicht, denn das würde über kurz oder lang die Menschheit ausrotten.

5 Vierter Fehler

Haha, Ihr habt gedacht, das sei es schon gewesen?
Aber mitnichten!

Folgender Status:

- 1) AC Volts less than 20Volts (1V, 1kHz): ok
- 2) AC Volts 20..110Volts, 1kHz..20kHz (30V, 2kHz): ok
- 3) dito, 50Hz..1kHz (30V, 1kHz): ok
- 4) DC Volts less than 20 Volts (1V): ok
- 5) DC Volts 20..1100 Volts (30V): ok
(100V): **jetzt ok**
(500V): „O.L.“ flackert im Display! => nok
- 6) AC Current < 200mA (100mA, 1kHz): ok
- 7) AC Current > 200mA (500mA, 1kHz): ok
(1A, 1kHz): ok
(2A, 1kHz): **jetzt ok**
- 8) DC Current < 200mA (100mA): ok
- 9) DC Current >200mA (500mA): **jetzt ok**

Obwohl an der Kiste inzwischen schon ne Menge geht, ist die Reise aber noch nicht zu Ende. Apropos Reise...hier ein schönes Urlaubsbild aus der Toscana:



Abbildung 54: Urlaubsfoto aus Florenz

Die Italiener haben's in puncto Romantik echt drauf! Schade, dass sie keine vernünftigen Messgeräte bauen können... ;-)

Fazit aus unserem Test-Chart: es scheint noch ein Problem im Messbereich "DC-Hochspannung" zu geben. Das kann nun aber nicht mehr besonders schwer sein, denn diese Betriebsart unterscheidet sich von gerade reparierten nur um das Einfügen eines Hochspannungs-Gleichrichters. Und das sollte ja einigermaßen überschaubar sein!

5.1 Prüfen der Ansteuerung durch A17

Hohe Gleichspannungen erzeugt der Kalibrator quasi als "Schaltnetzteil"- der bereits aus dem AC-V bekannte Hochspannungstrafo wird mit einer Wechselspannung gespeist und ihm ein Gleichrichter nachgeschaltet. Wir prüfen nun erst einmal die Ansteuerung. Und das wird natürlich wieder durch A17 gemacht. Herzlich willkommen zurück auf der Baustelle.

Wir gucken uns das Ausgangssignal von A17 an (TP21) und stellen bei 100V @400Hz fest:

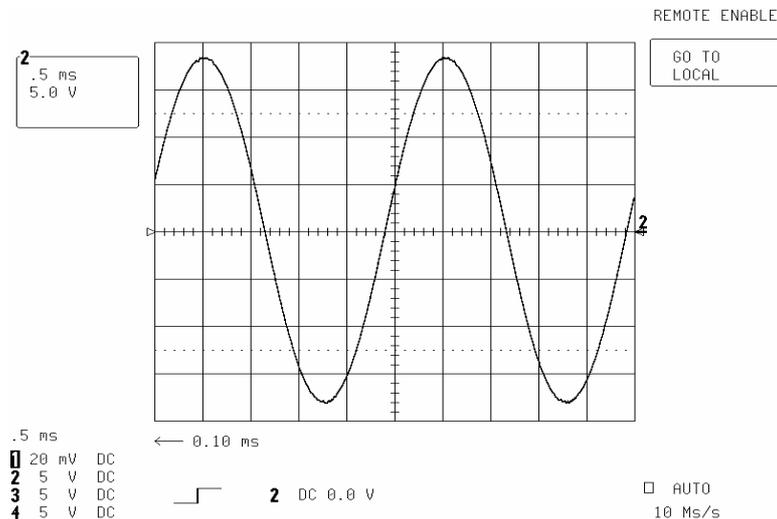


Abbildung 55: 100V bei 400Hz (A17, TP21)

alles klar auf der Andrea Doria, die Reparatur von "Fehler Nr.3" scheint noch immer gelungen....

Wir schalten nun um auf eine "kleine" Gleichspannung, 50Volt zum Beispiel.

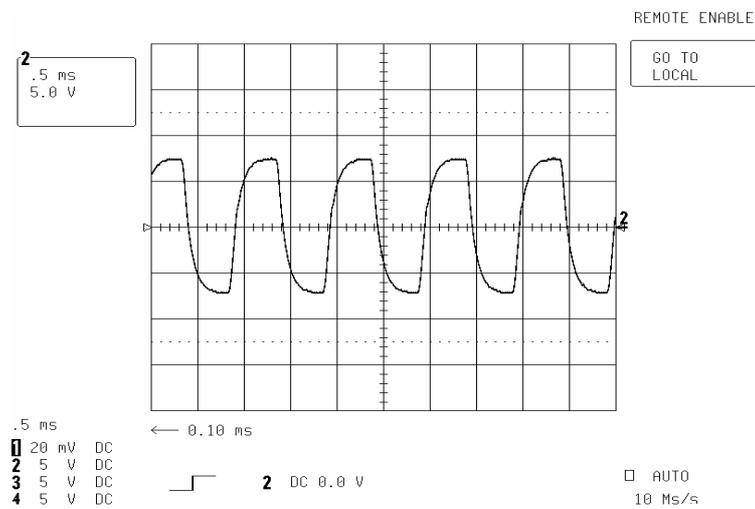


Abbildung 56: 50V DC (Signal von A17, TP21)

Wie vom Manual versprochen, ändert sich die Kurvenform und treibt damit den Wechselspannungstrafo T1 an. Bis jetzt sieht noch alles gut aus.

Bei 70V DC allerdings...

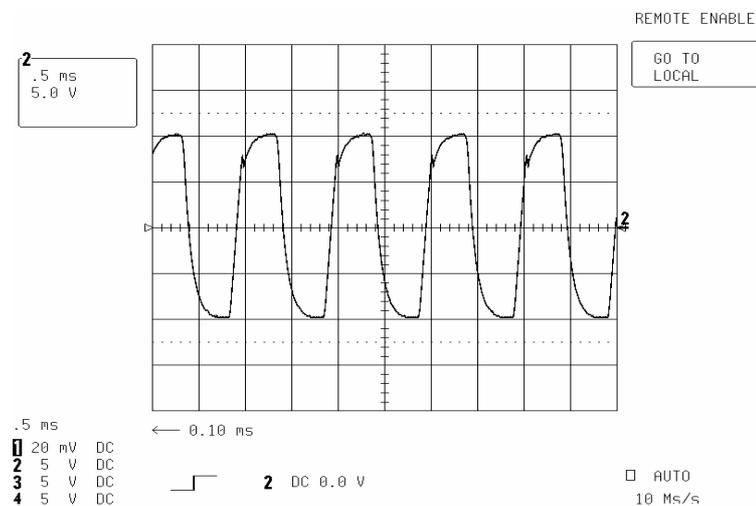


Abbildung 57: 70V DC (Signal von A17, TP21)

hmmm.....was soll denn diese kleine, verflixte Zacke da an der positiven Halbwelle...

Bei 120V DC:

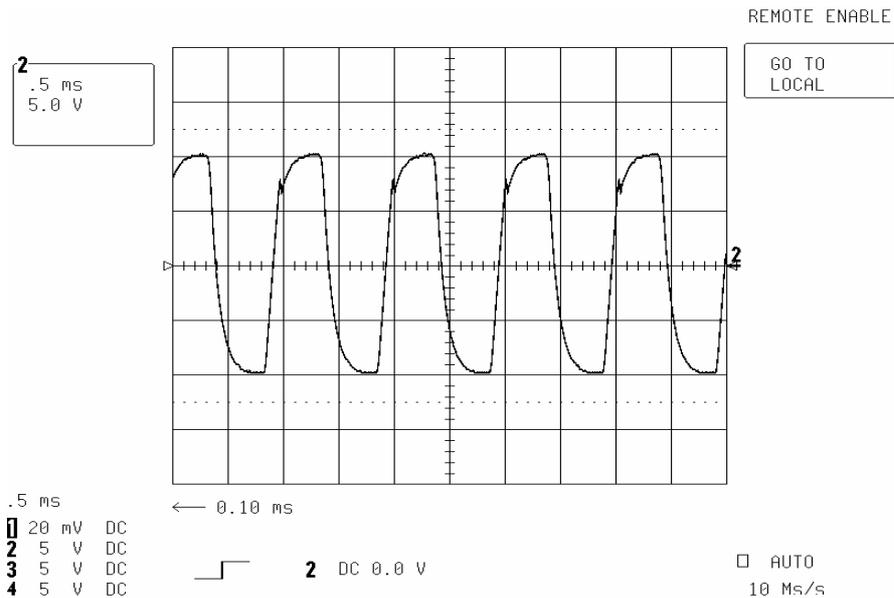


Abbildung 58: 120V DC (Signal von A17, TP21)

Bei 140V DC steigt mir die Kiste nach kürzester Zeit wieder mit einem Overload aus.

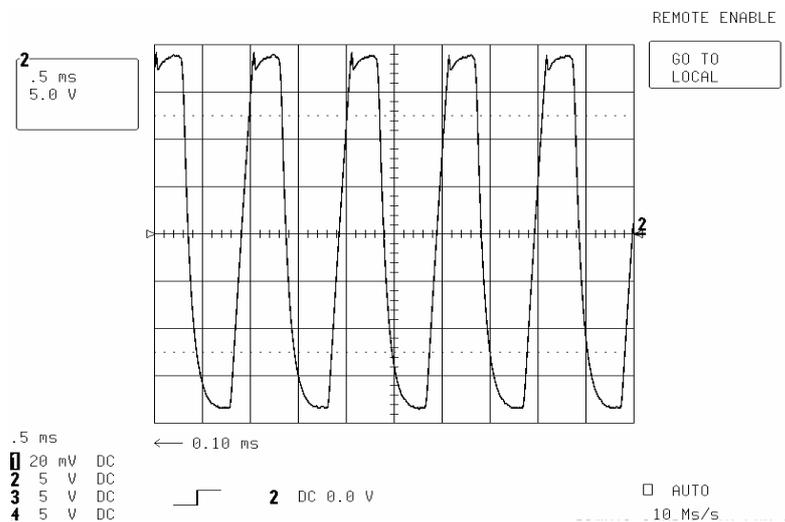


Abbildung 59: 140V DC (Signal von A17, TP21) => Overload!

Aus Sicht A17/TP21 befinden wir uns nun mit der 140V-DC Ansteuerung ziemlich genau in demselben Ansteuerungsbereich wie zuvor bei 100V AC/400 Hz. Wie uns Abbildung 55 beweist, funktionierte hier der Verstärker noch einwandfrei- keinerlei Zacken oder Spitzen in der positiven Sinus-Halbwellen. Weshalb ist das Ausgangssignal denn aber nun so verzerrt?

6 Zurück auf "Start" :-)

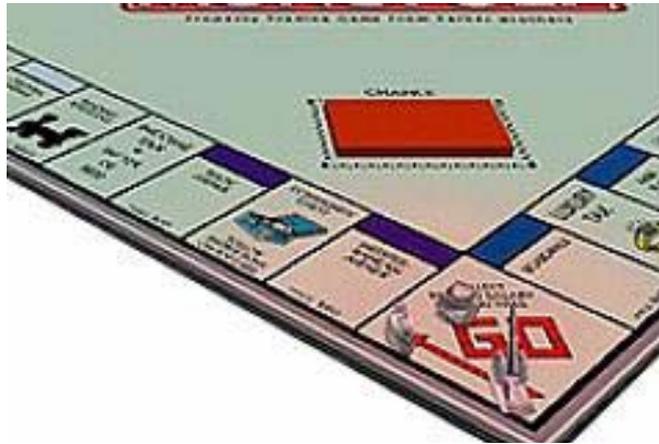


Abbildung 60: Monopoly! zurück auf START!

Liebe Freunde, das nun Folgende erspare ich Euch. In einem Anfall von Verzweiflung lötete ich alle mir suspekten Dioden und einen der letzten noch nicht gewechselten Transistoren aus und ersetzte sie gegen neue Modelle. Eigentlich meinte ich es gut. Aber der Erfolg ist: nun sagt der 5101 gar nichts mehr. Durch kurzfristiges Herummessen stelle ich fest, dass die +/- 62V und die +/-39V nun "tot" sind. Das Netzteil scheint es aber nicht so zu sein, denn ohne eingesetzte Baugruppe A17 werden diese Spannungen noch sauber erzeugt.

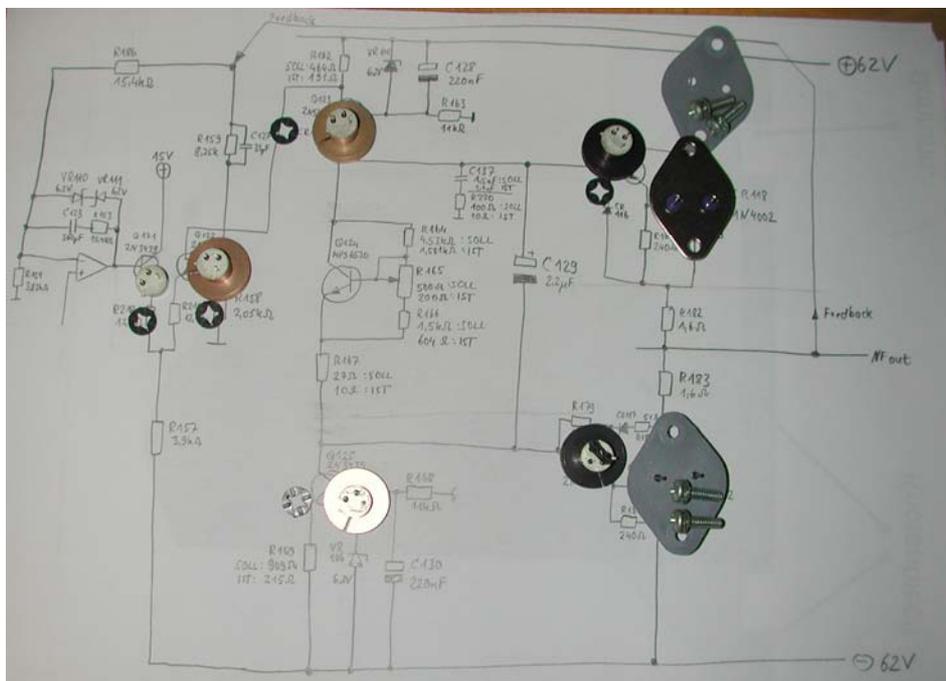


Abbildung 61: wie verzweifelt muss man sein....

Was habe ich denn nun wieder angestellt?!!

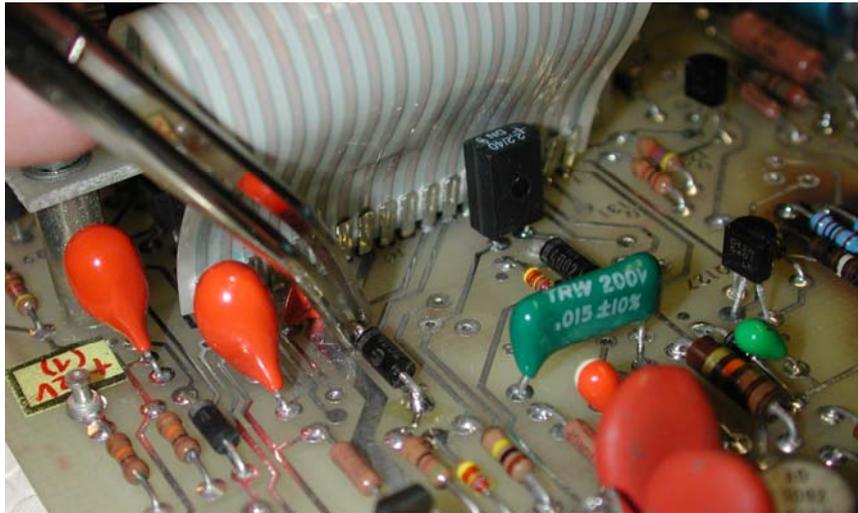


Abbildung 62: Diode verkehrt herum eingelötet

Ein herber Rückschlag. Aber es kommt noch besser. Die verkehrt herum eingelötete Diode, die Ursache für den eigentlichen Fehler war, zerstörte gleich einen Haufen andere Transistoren aus der Brückenschaltung auf A17. Nach deren "Reparatur" leuchtete wieder die OVERLOAD-Anzeige auf- diesmal aber dauerhaft. Noch während der weiteren Suche verabschiedete sich schließlich die Gerätesicherung. Eine neue eingesetzt => wieder BUMM!

Selbst mit gezogener Netzteilkarte schießt es mir inzwischen die Hauptsicherung. Genial, wirklich. Bestimmt hat es jetzt einer der dicken Elkos nicht mehr überlebt- inzwischen mag ich den Generator auch schon mehrere hundert Male ein- und wieder ausgeschaltet haben. Ich definiere einen neuen Begriff, der genau das beschreibt, was ich hier gerade erlebe:

==> Regressionsreparatur!* <==

* So lange dran herumbasteln, bis auch wirklich alles im Arsch ist!

Habt Ihr Euch auch schon male gewünscht, dass es im Leben so eine praktische "Undo"-Taste gibt wie unter Windows?



Abbildung 63: Vorschalt-Lampe leuchtet. Das bedeutet: Kurzschluss!

7 Neuer Angriff

Aber von solchen Lappalien darf man sich nicht unterkriegen lassen. Auch wenn ich gleich die fünfzigste Seite dieses Reparaturberichts vollschreibe und es noch immer kein Ende in Sicht ist. Ich messe mich zu dem Fehler vor und werde im Netzteil doppelt fündig. Einmal in einem durchgeschmorten Varistor auf Baugruppe A3 (Netzteil)...



Abbildung 64: Varistor defekt in Baugruppe A3

... und dann nochmals in einem defekten Gleichrichter.



Abbildung 65: Gleichrichter defekt (Kurzschluss)

Danach ist auch schnell wieder die verschmorte Leiterbahn geflickt...

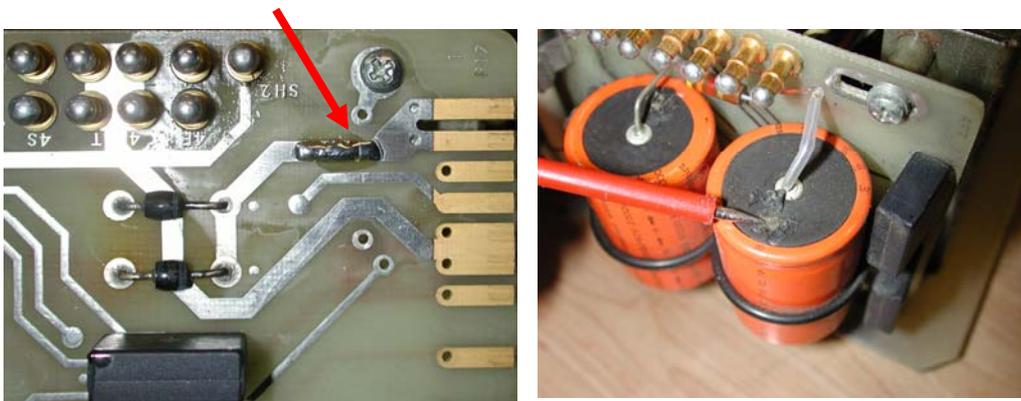


Abbildung 66: Leiterbahnen flicken, Elkos tauschen

..und die sich langsam zersetzenden Elkos gewechselt. Kleinigkeit.

Mann, mann, mann, warum tue ich mir das alles an..

8 Fluke reloaded

Es ist inzwischen Mai 2010 geworden. Ich bin in meinem Projektordner inzwischen bei der laufenden Nummer 95 (beachte: Fluke5101B war Projekt Nr. 47!) habe zwischendurch einen Spektrumsanalysator, drei Messsender, eine Eichleitung, einen Audio-Analyzer und eine Miele Waschmaschine repariert. Dann habe ich einen Bias-Tester für Endstufenröhren gebaut, einen Röhrenprüfgeräte-Workshop vorbereitet, ein Sennheiser Mikrofon repariert und ein weiteres bei einem geilen Kneipenauftritt mit meiner Rockband irreparabel umgeschmissen. Ich habe unsere Zisternen-Brunnenpumpe "unter Wasser" repariert (was für eine Sauerei!!), einen Lautstärkeeinbruch bei Hammondorgeln gefunden, bei einem meiner LeCroy-Oszis einen Knopf abgebrochen und von den netten Herren von LeCroy auch gleich Ersatz gekriegt. Dann hab ich ein 10A-Netzteil von Systron&Donner bestaunt, das sich spontan zur Teilnahme am Feuerwerkswettbewerb in den Hannover Herrenhäuser Gärten entschieden hatte, ein Leslie 860 restauriert und einen Yamaha Flügel gekauft, zum Zeitvertreib mir eine Lautsprecher-Messbox gebaut und den Dachbodenausbau begonnen. Der ursprünglich exzellent instand gesetzte Fluke 5200 (siehe Reparaturbericht) ist inzwischen auch schon wieder im Arsch und gesellt sich nun neben den Fluke 5101, der noch immer kapitalbindend auf einem Tisch im Abstellraum herumstaubt. Es ist echt zum Heulen mit dem alten Kram.

Wenn ich die ersten fünfzig Seiten Revue passieren lasse, identifiziere ich als Hauptproblem, dass meine Serviceunterlagen nicht zu den Leiterplatten im Gerät passen! Ich weiß also nie, ob eine gemessene Spannung wirklich stimmt oder nicht. Aufgeben? Niemals!

Aber wir starten jetzt mit neuer Vorgehensweise: ein zweites Gerät muss her, damit durch Platinentausch wichtige Vergleichswerte ermittelt werden können. In der Hoffnung, dass das Vergleichsgerät nicht exakt genau dieselben Fehler hat wie meins, versuchte ich, eines bei eBay zu schießen. Ich wurde leider um einen Euro überboten und ärgerte mich. Dann ein weiteres Angebot, sogar direkt in meiner Nähe. Bei einem vor-Ort-Termin beim Verkäufer noch während der laufenden Auktion stellte sich aber schnell heraus, dass das als "komplett heile" angepriesene Gerät jedoch defekt war. Eigentlich nicht schlecht, das drückt den Preis und etwas Bastelspaß wollte ich ja außerdem auch noch haben. Mit dem Wissen um den Defekt reduzierte der Verkäufer zwar den eBay-Minimalgebotspreis, lag aber für meine Bastelkasse leider immer noch zu hoch für mich. Ich hoffte auf eine erfolglose Auktion, aber kurz vor Auktionsende gab es zu allem Unglück dennoch drei Interessenten, die den Preis für angemessen hielten und sich das Gerät gegenseitig wegsteigerten. Schade.

Aber vielleicht war das alles gar nicht sooo schlecht: Meinen 5101 aus dem Abstellraum gezerrt und nach langer Zeit mal wieder bestromt, wollte ich erst meinen Augen erst nicht glauben. Der aus der Erinnerung heraus extrem laute Gerätelüfter hatte sich in keiner Art und Weise gebessert und dröhnte beim Einschalten wie erwartet laut rasselnd los. Trotzdem war etwas anders: der 5101 liefert auf einmal sinnvolle Ausgangsspannungen! Das gibt's doch nicht, haben wir hier im Keller irgendwo Heinzelmännchen, die heimlich meine Reparaturarbeiten übernehmen? Und wenn ja: wie sind die an unserer neuen Katze (die hat aber keine Projektnummer, keine Angst ;-) vorbeigekommen?

Ich kann das Gesehene kaum glauben. Nicht nur Gleich- und Wechselspannung, Strom und Widerstand scheinen zu funktionieren, sondern auch der Weitbereichs-Messzusatz, der Spannungen an 50Ohm bis 10MHz liefert! Wie geht das?? Welt total verrückt?!?? Vor zwei Jahren war doch nix zum Laufen zu kriegen! Haben wir hier inzwischen neuen, besonders "ökologischen" und daher kalibratorverträglichen Strom durch Windradantrieb oder was ist hier los?

Bislang kann ich nur vermuten, dass damals eine falsche angeschlossene Gerätemasse (davon hat der 5101 mehrere!) meiner angeklebten Messgeräte über den PE Erdleiter einen Isolationsfehler simuliert und das Gerät daher sich "eigenartig" hat verhalten lassen. Ich kann das heute aber nicht mehr nachvollziehen, sondern nur noch fassungslos den Kopf schütteln. Vielleicht repariere ich manchmal besser und nachhaltiger, als ich glaube.

Um sicher zu gehen, dass nun auch wirklich alles stimmt, erarbeite ich einen Testplan. Ich erinnerte mich noch, dass das letzte bekannte Problem auf der Baugruppe A17 (output amplifier) zu sein schien. Also stöbere ich in der Service-Unterlagen, welche logischen Schaltungsteile in welchen Betriebsarten durchlaufen werden. Der output amplifier beinhaltet drei lokale Verstärkereinheiten:

- (i) HF Amp
- (ii) LF Amp
- (iii) Hi Current Amp

Das Servicemanual zeigt, dass (mit Ausnahme der Widerstand-Betriebsart) mindestens immer der HF-Amp in Betrieb ist. Wir fangen unseren Dauerlaufest also in einer Betriebsart an, in der nur dieser HF-Amp benutzt wird und alle anderen Verstärkermodule deaktiv sind. Das ist z.B. bei Gleichspannungen bis 19,9999V der Fall. Damit beginnen wir.

Folgende Tabelle zeigt, welche Betriebsarten ich mit welchen Parametern (z.B. Frequenz) betrieben habe.

Test
for...

HF Amp		(4) DC Volts < 20V				
	a)	+ limit	+ 19.999V			
	b)	+ mid range	+ 1.000V			
	c)	+ low range	+ 0.001V			
	d)	- low range	- 0.001V			
	e)	- mid range	-1.000V			
	f)	- limit	- 19.999V			
HF Amp		(1) AC Volts < 20V				
coupling capacitor	a)	hi limit	19.999Vrms	low limit	50Hz	
	b)			mid range	1kHz	
	c)			hi range	50kHz	
	e)	mid range	1.000Vrms	low limit	50Hz	
	f)			mid range	1kHz	
	g)			hi range	50kHz	

		h)	low range	0.0001Vrms	low limit	50Hz
		i)			mid range	1kHz
		j)			hi range	50kHz
	(2) AC Volts > 20V (2kHz..20kHz)					
		a)	low limit	20.000Vrms	low limit	2.0kHz
		b)			mid range	10kHz
		c)			hi range	20kHz
		e)	mid range	50.000Vrms	low limit	2.0kHz
		f)			mid range	10kHz
		g)			hi range	20kHz
		h)	hi limit	110.0Vrms	low limit	2.0kHz
		i)			mid range	10kHz
		j)			hi range	20kHz
	(3) AC Volts > 20V (50Hz..1kHz)					
HF Amp coupling capacitor		a)	low limit	20.000Vrms	low limit	50Hz
LF Amp		b)			mid range	100Hz
		c)			hi range	1kHz
		e)	mid range	50.000Vrms	low limit	50Hz
		f)			mid range	100Hz
		g)			hi range	1kHz
		h)	hi limit	110.0Vrms	low limit	50Hz
		i)			mid range	100Hz
		j)			hi range	1kHz
	(5) DC Volts > 20V					
		a)	+ low limit	+ 20.000V		
		b)	+ mid range	+ 50.000V		
		c)	+ mid range	+ 100.000V		
		d)	+ mid range	+ 200.000V		
		e)	+ mid range	+ 500.000V		
		f)	+ mid range	+1000.0V		
		g)	+ hi limit	+1100.0V		
		h)	- low limit	- 20.000V		
		i)	- mid range	- 50.000V		
		j)	- mid range	- 100.000V		
		k)	- mid range	- 200.000V		
		l)	- mid range	- 500.000V		
		m)	- mid range	-1000.0V		
		n)	- hi limit	-1100.0V		
	(6) AC Current					

	<200mA					
		a)	hi limit	199.999mA	low limit	50Hz
		b)			mid range	1kHz
		c)			mid range	20kHz
		d)			hi range	50kHz
		e)	mid range	100.000mA	low limit	50Hz
		f)			mid range	1kHz
		g)			mid range	20kHz
		h)			hi range	50kHz
		i)	lo range	1.000mA	low limit	50Hz
		j)			mid range	1kHz
		k)			mid range	20kHz
		l)			hi range	50kHz
	(7) AC Current > 200mA					
HF Amp coupling capacitor		a)	hi limit	1.999Arms	low limit	50Hz
Hi Amp					mid range	1kHz
					mid range	20kHz
					hi range	50kHz
		b)	mid range	1.000Arms	low limit	50Hz
					mid range	1kHz
					mid range	20kHz
					hi range	50kHz
		c)	lo limit	200.0mArms	low limit	50Hz
					mid range	1kHz
					mid range	20kHz
					hi range	50kHz
	(8) DC Current < 200mA					
LF Amp		a)	+ hi limit	+ 199.999mA		
		b)	+ mid range	+ 100.000mA		
		c)	+ lo range	+ 1.000mA		
		d)	- hi limit	- 199.999mA		
		e)	- mid range	- 100.000mA		
		f)	- lo range	- 1.000mA		
	(9) DC Current > 200mA					
HF Amp Hi Amp		a)	+ hi limit	+ 1.999A		
		b)	+ mid range	+ 1.000A		
		c)	+ lo range	+ 1.000mA		
		d)	- hi limit	- 1.999A		

e)	- mid range	- 1.000A			
f)	- lo range	- 1.000mA			

Tabelle 1: Zuverlässigkeits-Matrix

Ein Zwischenstand zeigt, dass selbst die höchsten Ausgangsspannungen (110V AC bzw. 1100V DC) klaglos und sogar aus dem Kaltstart direkt nach dem Einschalten heraus einwandfrei erzeugt werden. Bei AC-Spannungen notiere ich mir ebenfalls den Ausgangsklirrfaktor mit einem angeschlossenen UPA Audioanalyzer (den ich mir inzwischen gekauft (und auch prompt einmal repariert habe;-)). Über die Performance an Klirrrarmut staunen da sogar so manche NF-Tongeneratoren (-84dB THD).

9 Zugabe!

Durch glückliche Fügung gelang es mir jedoch dann doch irgendwann, einen defekten Fluke 5100B zu erstehen, noch während meine Dauerlauftests mit dem ersten Kalibrator beendet waren. Ein 5100B ist quasi ein 5101B- bloß ohne Kassettenlaufwerk. Speziell dieser 5100B hat zwar kein IEC-Bus-Modul, dafür aber auch die Weitbereichs-Option mit an Bord. Ein Blick unter die Haube verriet: vermutlich derselbe Layout-Stand der Leiterplatten wie mein 5101B. Damit passt das Ding zwar auch nicht zu den Unterlagen, aber immerhin sind mein 5101B und der dieser "neue" 5100B untereinander mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit voll kompatibel!



Abbildung 67: noch ein "Problem"fall : ein Fluke 5100B ;-)

Der Verkäufer (ein Händler) gab mir übrigens noch mit auf den Weg, dass die Fluke 5100-Serie sehr lange gebaut wurde und auch heute noch immer von Firmen gerne gekauft werde. Das zeichnet zum einen die Fluke-Kalibratoren aus und erklärt weiterhin die verschiedenen Leiterplattenstände, die sicher auch eine Folge von Bauteilabkündigungen der IC- und Transistorhersteller waren als auch eine Folge technischen Fortschritts sein könnten. Ärgern wir uns also nicht, wir können eher darüber stolz sein, dass ich mit dem 5101/5100B nun einen echten "Industriestandard" im Haus habe.

9.1 Fluke Reloaded Teil 2

Die Reparatur des 5100B würde schon allein einen eigenen Reparaturbericht brauchen, aber ich habe mich hier teilweise zum "stenografischen Berichtstil" entschlossen, damit dieses Dokument hier auch irgendwann einmal zu einem Ende kommt.

Fehlerbild: nach Einschalten "ERR6"-Meldung im Display, keine Bedienung möglich, kein Output.

Nach Aufschrauben stelle ich fest, dass das Netzteil einige Spannungen nicht korrekt liefert. Das Netzteil heißt "A1 Power Supply Regulator" und ist hinten quer zur Geräterückwand eingebaut.

Feststellung: Schmelzsicherungen durchgebrannt, das deutet auf Baugruppen mit Kurzschluss hin. Also 5100B "entkernt", bis auf Rangig Unit, Frontplatte und Netzteil. Ersetzen der defekten Sicherungen im Netzteil. Erstaunen über die Entdeckung, dass ein Transistor auf A1 fehlt (Spuren eines erfolglosen Reparaturversuches auch hier sichtbar!).



Abbildung 68: Transistor fehlt- einfach "vergessen"?

BC557 eingelötet, Sicherungen auf 20x5mm-Norm umgebaut. Einen defekten Varistor im Spannungsausgang rausgeworfen, dafür eine ehrliche Sicherung eingebaut. Einen weiteren

(definitiv nicht originalen!) Varistor rausgeschmissen, der zudem auch noch den falschen Auslösewert hatte.



Abbildung 69: eine ehrliche Schmelzsicherung

Danach liefen alle Spannungen, jedoch sind die "-39V" in Wahrheit nur gemessene -36V. Evaluierung der Schaltung, Ersetzen einer 24V-Zenerdiode durch 22V, damit Erhöhung der Ausgangsspannung auf ca. gemessene -39,5V. => ok!

Alle Leerlaufspannungen gemessen, ok. Dann die Baugruppe in meinen anderen Fluke eingesteckt und eingeschaltet => auch alles ok. A1 ist also fähig, einen 5100B/5101B Kalibrator korrekt mit Strom zu versorgen.

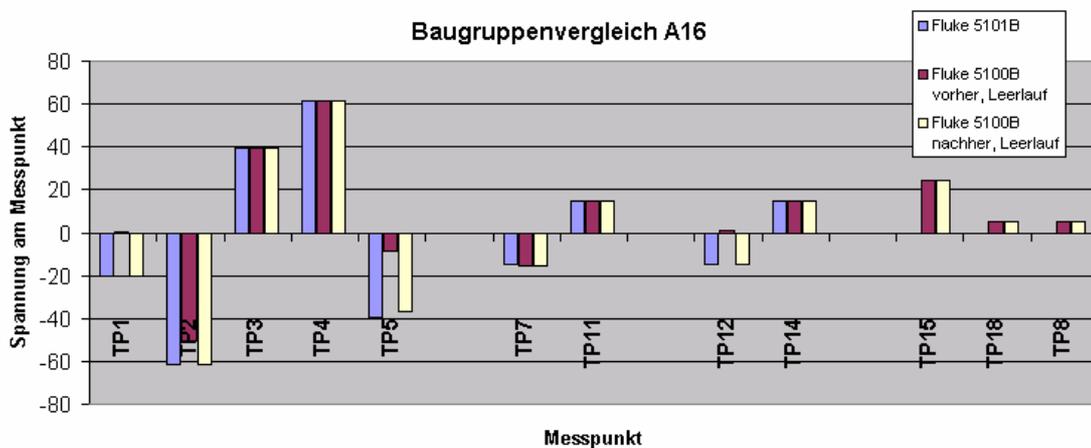


Abbildung 70: Vergleich der Messpunkte auf A16

Danach den 5100B -mit allen Modulen eingesteckt- eingeschaltet. Gerät läuft an, nimmt jedoch erstaunlich viel Strom auf (normal: ca. 0,6A; dieser hier: ca. 1,5A!). Es zeigt sich schnell, wo die zusätzlichen 100W Leistungsaufnahme bleiben: Undefinierte Geruchsentwicklung im Geräteinnern. Nach Entfernen des (optionalen) Weitbereichs-Moduls sinkt die Stromaufnahme auf bekannte Werte um ca. 0,6A => ok. Spannungen am Netzteil im laufenden Betrieb auch alle ok.

Glücklicher Zufall: die Weitbereichs-Option ist eben "optional", d.h. zum Betrieb des Gerätes in seinen Grundfunktionen unbedingt notwendig. => erst einmal rausziehen

Kurze Inbetriebnahme ergibt folgende Fehler/Einschränkungen:

1. Weitbereichs-Modul defekt (Kurzschluss)
2. Tastatur zur Eingabe hat viele schlecht kontaktierende/prellende Tasten; wird durch häufige Bedienung aber besser
3. kein Signal (Strom, Spannung) bei Frequenzen zwischen 200Hz und 1000Hz (Signal ebbt ab, setzt dann aus)
4. Strommodus: konstante Abweichung um ca. Faktor 1,37 bei positiven Strömen (z.B. 1A eingestellt => 1,37A gemessen)
5. Widerstand: schwankende Widerstandswerte im 100kOhm-Bereich

10 Weiter mit 5101B

In diesem Zustand kann der 5100B zwar auch noch nicht als "ok" betrachtet werden, jedoch ist er mir bereits jetzt schon von Nutzen. Ich habe durch meine vielen Dauertests mit dem 5101B jüngst herausgekriegt, dass dort das Ausgangssignal bei 10V @80Hz sporadisch zusammenbricht (also "pumpt"). Der Audioanalysator quittiert das mit einem hohem Klirrfaktor, das an seinem Ausgang angeschlossene Oszi mit einer Art "Amplitudenmodulation".

Nun kommt's: Ich stecke um und der "neue" 5100B zeigt exakt das gleiche Verhalten bei 10V@80Hz!!

Nun gut, auch der "Neue" hat ja noch seine Macken (siehe oben), aber wie wahrscheinlich ist es denn, dass er exakt denselben Fehler hat wie der 5101B, der bei genau denselben Parametern (10V/80Hz) auftritt?? Irgendwas ist doch hier oberfaul...

Ich ziehe das Kabel vom Kalibrator ab und stecke es direkt ins Oszilloskop. Kurz danach breche ich fast zusammen: die Spannung "steht", kein Pumpen, kein sichtbarer Klirrfaktor. Das angeschlossene HP34401 Voltmeter zeigt gefällig 10.00V an. Ja, spinn' ich denn?

Eine Betrachtung des zulässigen Stroms und der maximal erlaubten Kapazität hatte ich ja bereits gemacht und keinen Verstoß in meiner Messanordnung festgestellt. Sollte am Ende mein heiß geliebter UPA eine Macke haben?

Dieses Verhalten bleibt -mangels späterer Reproduzierbarkeit- erst einmal weiter im Dunkeln. Stattdessen konzentriere ich mich weiter auf die Reparatur des 5100B.

11 Frederick und Piggeldy

Ich habe beschlossen, die beiden Kalibratoren zu benamsen, damit ich nicht immer von "5101B" und "5100B" schreiben muss.



Kurz überlegte ich, welche Namen man diesen beiden "Schweinehunden" geben könnte, die mir so oft schwierige, technische Fragen stellen. Meine Entscheidung fiel auf Frederick und Piggeldy. Frederick ist nun der erste, also der 5101B. Piggeldy heißt nun der neue: der 5100B.

Es kann ja nur besser werden.

12 Piggeldy kriegt die zweite Tablette

Während Frederick seit nun fast 100 Stunden in meinem kleinen Zuverlässigkeitstest steckt und vor sich hin rattert (ich habe aber schon einen neuen Lüfter gekauft, nur noch nicht eingebaut), kümmere ich mich um das Aussetzen der Schwingung bei Piggeldy zwischen 200 und 1000Hz.

Es zeigt sich, dass hier vermutlich gar kein elektrischer Defekt vorliegt, sondern nur ein Abgleichpoti in der Oszillatorbaugruppe A18 nachgestellt werden musste. Mit Durchführen der Abgleichprozedur aus dem Servicemanual erzeugt A18 damit auch wieder Schwingungen zwischen 200 und 1000Hz.

Es bleiben daher noch als bislang bemerkte Fehler übrig:

1. Weitbereichs-Option defekt
2. 100kOhm instabil
3. Faktor 1,37 im Strommodus
4. Tasten prellen

zu 2): durch häufiges Benutzen verbessert sich das Verhalten zusehends!

zu 4): ebenso bei den Bedienungstasten: wird immer besser!

Also kümmern wir uns nun um 3).

13 Piggeldy und die Tablette "drei"

Nachdem das Netzteil wieder heile ist und auch der Oszillator wieder richtig schwingt, beschäftige ich mich nun mit der über den gesamten Strombereich festgestellten, konstanten Abweichung von ca. 13,7% (z.B. 1A eingestellt => 1,37A gemessen). Ich stelle fest, dass exakt derselbe Abweichungsfaktor von 1,37 auch bei allen negativen Gleichspannungen auftritt. Irgendwie riecht mir das alles nach einem Problem mit der Referenzspannung - also quasi dem "Herzen" des Kalibrators. Wie richtig ich damit lag, werdet Ihr gleich sehen.

13.1 Referenzspannungserzeugung auf A14

Die Referenzspannungserzeugung liegt auf der Baugruppe A14 ANALOG CONTROL UNIT und liefert +10,000V und -10,000V. Das heißt, eigentlich sollte sie das liefern. Piggeldy liefert stattdessen +10,000V und -13,768V. Aha. Also wieder was bei Piggeldy im Arsch.

Meinen bastelnden Vorbesitzer scheint diese Erkenntnis auch erreicht zu haben, denn ich entdeckte auf der Baugruppe A14 eine entsprechende, mit Bleistift geschriebene Notiz, dass die Referenzspannungserzeugung nicht ok sei. Dabei blieb es aber leider. Ich versuche, hier etwas mehr zu erreichen als eine mit Bleistift gekritzelte Aktennotiz.

Die Referenzspannungserzeugung ist eigentlich "erschütternd nüchtern". Das Referenzelement ist zwar mit einer kleinen Metallhaube thermisch etwas gekapselt, sonst jedoch weder mit Styropor isoliert noch speziell gegen mechanische Erschütterungen geschützt. Es ist auf der Platine eingelötet wie jedes "normale" Bauteil auch. Das Referenzelement liefert eine Normspannung, die weitere Beschaltung filtert gegen Spikes und Ripple. Interessant wird's danach: die -10,000V werden über einen Operationsverstärker mit exakt einzustellendem Verstärkungsfaktor von -1,00000 von den +10,000V gewonnen.

Ich versuche, die Referenzspannungserzeugung zu verstehen, aber mangels meiner begrenzten Fähigkeiten gelingt mir das auch nur sehr begrenzt. Es reicht aber immerhin dafür, dass ich erkenne, dass der Operationsverstärker als Komparator/Integrator beschaltet ist und über eine Spannungswaage und ein 100Ohm-Trimmpoti die -10,000V entsprechend ausgeregelt werden. Anhand der Schaltung erwarte ich als Ausgang der Spannungswaage irgendwas um die 0 Volt. In Wirklichkeit sind es aber +9,99V. Grund: einer der an der Spannungswaage beteiligten Präzisionswiderstände ist hochohmig geworden! Damit fehlt quasi das "Gegengewicht" und der -10V-Regelteil fährt gegen seinen elektrischen Anschlag.

Ein probeweise neu eingelöteter 10kOhm-Widerstand zeigt, dass damit die -10V wieder erzeugt werden und damit zwei weitere erkannte Fehler des Kalibrators beseitigt:

- a) negative Gleichspannungen stimmen nun
- b) positive Ströme stimmen nun

Der defekte Widerstand R25 ist Teil des Spannungsteilers mit R22 und R23 (Trimmpoti). R22 und R25 sind 10kOhm Präzisionswiderstände mit sagenhaften 0,01% Ungenauigkeit!

Das bedeutet, dass sie bei 10kOhm auf nur ein einziges Ohm genau sind! Wo kriege ich nur sowas wieder her?!?!?

Durch Überlegen reift die Erkenntnis, dass vermutlich die absolute Genauigkeit an dieser Stelle gar nicht so entscheidend ist, sondern vielmehr der Gleichlauf aus R22 und R25. Größerer Unterschied zwischen R22 und R25 würden nur den Abgleichbereich der "minus 10,000V" verschieben. Schlimmstenfalls reicht eben der Einstellbereich von R23 nicht mehr aus, um die -10V exakt einzustellen. Schlimmer wäre jedoch, wenn R22 und R25 einen unterschiedlichen Temperaturkoeffizienten haben: damit würde sich das Teilverhältnis der Waage über die Temperatur verschieben, d.h. die Waage über Temperatur zunehmend schief "hängen". Das hätte dann sofort direkten Einfluss auf die Endgenauigkeit des Kalibrators!

13.2 Kalibration versaut

Also: Mit dem Wechsel der Widerstände ist die Ur-Kalibration definitiv versaut, nach der Reparatur werde ich um einen Neuabgleich nicht drum herumkommen. Wie genau und vor allen Dingen WOMIT ich das machen soll, werde ich mir später Gedanken darüber machen.

Zuerst kümmere ich mich also um geeignete Ersatzteile für Piggeldy. Widerstände mit 0,01% Toleranz sind nicht einfach zu kriegen. Ich werde schließlich fündig bei Vishay, die mit dem S102-Modell einen supergeilen Widerstand mit 0,01% Ungenauigkeit und einem Temperaturkoeffizienten von weniger als 1ppm/°C im Angebot haben.

EINSCHUB:

1% entspricht 10000ppm; das heißt also für einen 10kOhm-Widerstand: weniger als 0,01Ohm Widerstandsänderung pro °C!

Leider sind die Vishay-Widerstände genauso teuer wie sie performant sind und aus meinen Überlegungen heraus brauche ich ja auch gleich zwei Stück. Also vergessen wir das. Schließlich finde ich bei eBay eine Sofort-Kauf-Auktion für Widerstände eines anderen Herstellers. Es scheint sich um alte Lagerware zu handeln, die zwar alt (ca. 15 Jahre) aber ungebraucht ist. Mit 0,01% Ungenauigkeit, 0,6W Belastbarkeit und 5ppm Temperaturkoeffizient *fast* so gut wie die Vishay-Dinger, aber dafür nur ein Bruchteil des Preises. Ruckzuck drücke ich den 3-2-1-Knopf und bestelle gleich 2 dieser Widerstände. Wichtig ist ja nur, dass der Temperaturgang der Widerstände möglichst gleich ist, denn der mittelt sich nach dem Spannungsteiler ja eh wieder raus....oder doch nicht?

13.3 Das glaube ich nicht, Tim...

Ich will's wissen und setzte theoretisch an. Meine "Spannungswaage" ist ja eigentlich nur ein simpler Spannungsteiler. Hier will ich mal schnell durchrechnen, was passiert, wenn zu dem Idealfall (links) sich ein temperaturabhängiger Zusatzwiderstand gesellen würde. Denn nur wenn der sich wieder mathematisch irgendwo rauskürzt, dürfte ich behaupten, dass das ganze Gebilde thermisch unabhängig sei.

Also fangen wir an.

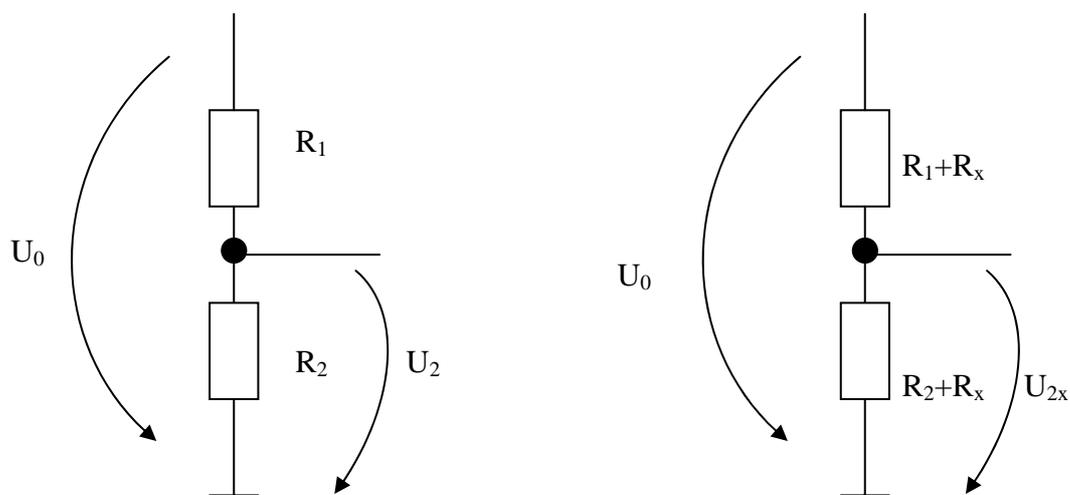


Abbildung 71: Spannungsteiler

links: Idealfall

rechts: mit angenommenem Temperatureinfluss R_x

$$v = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Hier ist es ganz einfach. Im Idealfall gibt es keine Temperaturdrift.

$$w = \frac{(R_2 + R_x)}{(R_1 + R_x) + (R_2 + R_x)}$$

Im Realfall haben wir R_x mit an Bord.

$$w = \frac{R_x \cdot \left(\frac{R_2}{R_x} + 1 \right)}{2R_x + R_1 + R_2}$$

Aber wie wir es auch wenden....

$$w = \frac{R_x \cdot \left(\frac{R_2}{R_x} + 1 \right)}{R_x \cdot \left(2 + \frac{R_1}{R_x} + \frac{R_2}{R_x} \right)}$$

... die Sau R_x kürzt sich nicht raus...

$$w = \frac{\frac{R_2}{R_x} + 1}{2 + \frac{R_1}{R_x} + \frac{R_2}{R_x}}$$

...Grrr!!!

$$w = \frac{R_2 + R_x}{2R_x + R_1 + R_2}$$

Erst mit der Vereinfachung für unseren Spezialfall (beide Widerstände exakt gleich): $R_1 = R_2 = R$

gelingt uns der Beweis:

$$w = \frac{R + R_x}{2R_x + 2R}$$

$$w = \frac{R_x \cdot \left(\frac{R}{R_x} + 1 \right)}{2R_x \cdot \left(1 + \frac{R}{R_x} \right)}$$

...oh,....das sieht schon besser aus!

$$w = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{R}{R_x} + 1}{\frac{R}{R_x} + 1}$$

...Jackpot!

$$w = \frac{1}{2}$$

Damit wäre bewiesen, dass genau für diesen hier vorliegenden Spezialfall(!) sich die Temperaturabhängigkeit herauskürzt, denn R_x taucht jetzt nirgends mehr auf. Aber sobald die Widerstände R_1 und R_2 auch nur den geringsten Unterschied zueinander haben (also R_1 nicht mehr gleich R_2 ist; z.B. durch hohe Toleranzen), gilt der ganze Kram nicht mehr und wir kriegen den Temperaturgang wieder mit rein!

Jetzt verstehe ich auch, weshalb der absolute Gleichlauf dieser Widerstände so wichtig ist und man gut daran tut, hier Geld in 0,01%ige Ungenauigkeit zu investieren. Denn nur dann kürzt sich der Temperatureinfluss raus!!

Ich freue mich immer, wenn ich meine, was verstanden zu haben. Also ist es angebracht, drei mal

FREU! FREU! FREU!

auszurufen. Aber nun weiter, Piggeldy wartet auf neue Widerstände.

14 Rückbau

Während der Postbote offensichtlich in eine Raum-Zeit-Anomalie gekommen ist (die Widerstände für Piggeldy sind immer noch nicht geliefert worden), beschäftige ich mich nun etwas näher mit Frederick. Und ich mache eine schlimme Entdeckung.

Frederick hat nur deshalb meinen über 100h dauernden Zuverlässigkeitstest bestanden, weil ich damals vor einem Jahr den Rückmeldetransistor für die Overload-Erkennung in Baugruppe A17 (Power Amplifier) ausgelötet hatte. Schöner Mist! DAS war der Grund, weshalb auf einmal "alles fehlerfrei lief". In Wahrheit -nämlich mit eingelötetem Transistor- geht die Baugruppe sofort nach Einschalten des Kalibrators in den Overload und schaltet Frederick in den Dauer-Standby. Interessant ist jedoch, dass -mit unterbundener Overload-Erkennung- Frederick offensichtlich klaglos funktioniert; soooo viel kann also nicht kaputt sein auf A17. Schließlich lieferte er bei allen Zuverlässigkeitstests stets einwandfreie Ausgangsspannungen/ströme!

Ich verfolge also die Overload-Erkennung im LF-Anplifier (da scheint das Problem herzukommen), werde daraus aber nicht richtig schlau. Es folgen mehrere Versuche, die Spannungen an den Transistoren aufzunehmen und in ein selbstgemaltes (=vereinfachtes) Schaltbild einzumalen. Aber das ist ziemlich mühselig, denn für jede Spannung muss ich die Leiterplatte rausnehmen, ein Kabel anlöten und messen. Dann wieder ablöten, usw.. Der Wunsch nach einem Serviceadapter, der das direkte Messen im Betrieb ermöglicht, wird immer intensiver.

Ich mache mir zwei Kopien meines Schaltplans und vergleiche die Messwerte zwischen Frederick und Piggeldy (der ja bezüglich A17 einwandfrei läuft!). Ich staune: viele der Widerstände, die ich damals bei Frederick ausgelötet hatte, weil sie nicht mit dem mir vorliegenden Schaltbild übereinstimmten, stimmen bei Piggeldy auch nicht mit dem Schaltbild überein! Während man sich bei dem Lausebengel Frederick jedoch nie sicher sein konnte, dass hier irgendjemand kaputtrepariert hat, bin ich bei Piggeldy jedoch sehr viel sicherer, dass diese abweichenden Widerstände da von Anfang an da drin waren. Die Lötstellen zeigen alle diese gewisse "Patina", die man nur kriegt, wenn die Lötstelle sehr alt und unberührt ist. Gehen wir also getrost davon aus, dass die abweichenden Widerstände alle "original" sind und da auch so reingehören.

Die Baugruppe A17 von Frederick ist "Rev. R". Piggeldys A17 ist nur "Rev. P". Wenn ich also recht liege, ist Piggeldys Power Amplifier also zwei Versionen älter als Fredericks. Normalerweise strebt man ja immer den neusten Stand an. Das würde für Frederick sprechen. Dieser Lausebengel hat aber einen entscheidenden Nachteil: A17 läuft da nicht richtig. Also orientieren wir uns lieber an Piggeldy- auch wenn die Baugruppe dort vermutlich zwei Überarbeitungsstände älter ist.

Da bedeutet für uns aber nun:

RÜCKBAU!

Wie jetzt - bekloppt???

Keineswegs! Nur wenn beide Leiterplatten auch mit denselben Bauteilwerten bestückt sind, kann ich die Messwerte letztendlich auch miteinander vergleichen!

Der Entschluss steht: Ich baue Frederick-A17 auf Rev. P zurück! Man muss schon sehr verzweifelt sein, um sowas auch nur zu erwägen. Es ist aber die vernünftigste Entscheidung, glaubt mir! Ich beginne mit dem vergleichenden Messen der Widerstände in eingebautem Zustand. Man glaubt nicht, was man dabei alles findet. Sogar offensichtlich noch "originale" Widerstände sind davon betroffen. Ich schreibe mir das sorgfältig auf; denn wenn die Lötstelle noch original aussieht, ist das ein Indiz dafür, dass einige Bauteile im Rahmen der "Rev. R" absichtlich vom Hersteller geändert wurden und nicht von irgendeinem geistesabwesenden Bastler, der es mit dem Faktor 1000 nicht so genau nimmt (siehe weiter oben) ;-)

Ich investiere einen wolkenlosen und warmen Juniabend (den man eigentlich lieber mit gemütlichem Rasenmähen oder Spazierengehen verbringen sollte) sowie einige kühle, alkoholische Getränke in Frederick. Natürlich habe ich die Hoffnung, dass nach dem Umlöten auf Piggeldy-Werte die Overload-Meldung endlich verschwindet. Tut sie aber natürlich nicht. Ich werde noch einen weiteren Bilderbuchabend in die beiden Baugruppen opfern müssen. Vielleicht habe ich ja noch was übersehen. Aber das mache ich lieber wieder mit klarem Kopf, für heute ist es genug. Man muss sich doch ganz schön konzentrieren und das strengt an.

Rückbau A17 Fre derick

		Frederick	Piggeldy
1) R145	100kΩ → 1,5kΩ	1143kΩ	1143kΩ
2) R169	910Ω → 220Ω	905Ω	215Ω
3) R224	100Ω (original) → 300Ω	300Ω	300Ω
4) R166	1,5kΩ → 620Ω	1,5kΩ	600Ω
5) R165	200Ω 500Ω	500Ω	500Ω
6) R164	4,3kΩ → 1,60kΩ	4,53kΩ	1,58kΩ
7) R220	100Ω → 10Ω	100Ω	10Ω
8) R162	470Ω → 180Ω	470Ω	191Ω
9) R230	nicht verändert → 8,2kΩ	3,01kΩ	10kΩ
10) R167	27Ω → 10Ω	27Ω	10Ω
11) R152	3k9Ω → 2,4kΩ	3,9kΩ	2,4kΩ

Abbildung 72: vom Rückbau betroffene Bauteile

15 Service-Adapter

Den zweiten lauen Juniabend habe ich tatsächlich auch geopfert- allerdings für was anderes. Ich hatte das lästige Anlöten und Ein- und Ausstecken der Leiterplatten endgültig satt. So habe ich mir schließlich selber einen Service-Adapter gebaut. Die zwei Connectoren, die ich damals aus dem Frederick-Motherboard auslöten musste, kamen mir da sehr zu gute. Glücklicherweise hatte ich sie noch nicht weggeschmissen. Mit einem Messschieber, Taschenrechner und einem Platinenlayoutprogramm malte ich mir die 40 Leiterbahnen auf eine doppelseitige Eurokarte auf und testete damit gleich unseren neuen Drucker beim Ausdruck tiefschwarzer Platinenlayouts.

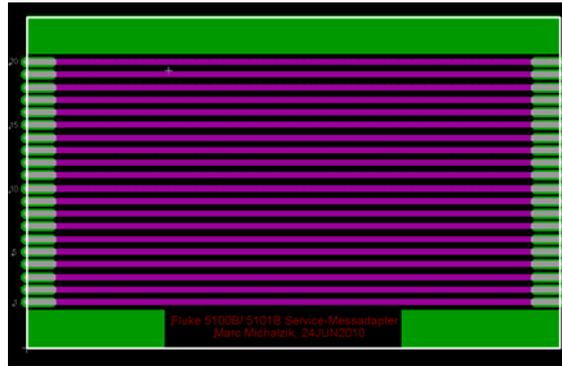


Abbildung 73: Platinenlayout für Service-Adapter

Die Platinenätzanlage war schnell im Keller wiedergefunden, ebenso die Chemikalien, von denen ein Teil sogar -dank guter, ordentlicher Chemie-Behälter- überlebt hatte. Die Leiterplatten, die ich noch in einer Schublade fand, waren erfreulicherweise auch "nur" 6 Jahre über Haltbarkeitsdatum. Ach was soll's, wir probieren es trotzdem. Und es wurde eine Riesensplackerei. Die eine Hälfte hatte ich damit zu tun, die Katze weiträumig von der Ätzanlage abzuriegeln, weil diese doch so interessant vor sich hin blubberte und die Katze daraufhin ständig die aufsteigenden Bläschen mit der Pfote fangen wollte. Und weil das Ätzmittel sich abgestanden hatte, nahm ich diese Aufgabe für sage und schreibe fast drei Stunden(!) wahr. Erst nachdem ich mich dann durch den drohenden Misserfolg dazu entschloss, ein frisches, neues Ätzbad aufzusetzen, war's dann schlagartig in nur 6 Minuten erledigt. Was wir daraus lernen?

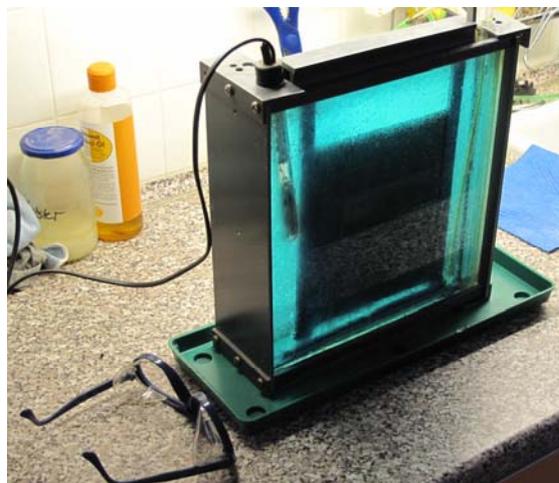


Abbildung 74: Platinenätzanlage

Reite nie ein totes Pferd, wenn noch ein lebendiges im Stall steht!

Durch die viel zu alten Leiterplatten löste sich der Fotolack beim Entwickeln nicht richtig ab und die erhaltene Qualität war nahezu unbrauchbar. Ich entschied mich trotzdem dazu, sie zu benutzen und die nicht korrekt weggeätzten Rest-Flächen mit einem Dremel und einer kleinen Feile mechanisch zu entfernen. Der Garten lockte mit so außergewöhnlich gutem Wetter, dass ich diese Arbeiten auf die gemütliche Terasse verlagerte. Heraus kamen dann ein Sonnenbrand, ein vollgestaubter Terrassentisch, eine vorwurfsvolle Ehefrau, die den Platinenfeilstaub als Zigarrenasche fehlinterpretierte- und eben noch zwei nette Service-Adapter.



Abbildung 75: Garten"arbeitsplatz" und das Resultat

Wer immer sich solche Adapter selbst bastelt, dem sei empfohlen, auf dem steckerseitigen Ende eine Zentrierungshilfe vorzusehen, damit die Adapter später auch korrekt und zentriert in das Grundgerät eingesteckt werden können (und nicht schief oder gar pin-versetzt). Das geht ganz gut mit 5mm Kunststoffröllchen und einer M3 Gewindeschraube als Begrenzungsanschlag. Auf der Oberseite kann man die kleinen, schwarzen Einsteckstifte zu verwenden, die Fluke in ihren Steckern dazu benutzt, die Leiterplatten gegen unbeabsichtigtes Vertauschen zu codieren. (Korrekte Leiterplatte in korrektem Einsteck-Slot).



Abbildung 76: Zentrierungshilfe (Plastikröllchen)

15.1 VERWENDUNG

Die Service-Adapter haben mit dem benutzten Eurokartenformat genau die richtige Länge. Wenn man sie einsteckt und dann die Baugruppe oben drauf, kommt man gut überall an die Messpunkte und Lötunkte dran. Ein einziger Nachteil: die aufgesteckte Baugruppe hat keine mechanischen Führungen mehr durch das Gehäuse, so dass sie ganz furchtbar wie ein hoher Wolkenkratzer im Wind schaukelt. Um das zu verhindern, habe ich von vorn und von hinten je einen kleinen Holzblock gegengekeilt und mit Schraubzwingen fixiert. Das sieht zwar ein wenig "lustig" aus, wirkt aber. Ich kann nun ohne Weiteres mit der Messspitze in ein Lötauge stechen und direkt Messen, ohne dass der Wolkenkratzer kippt.

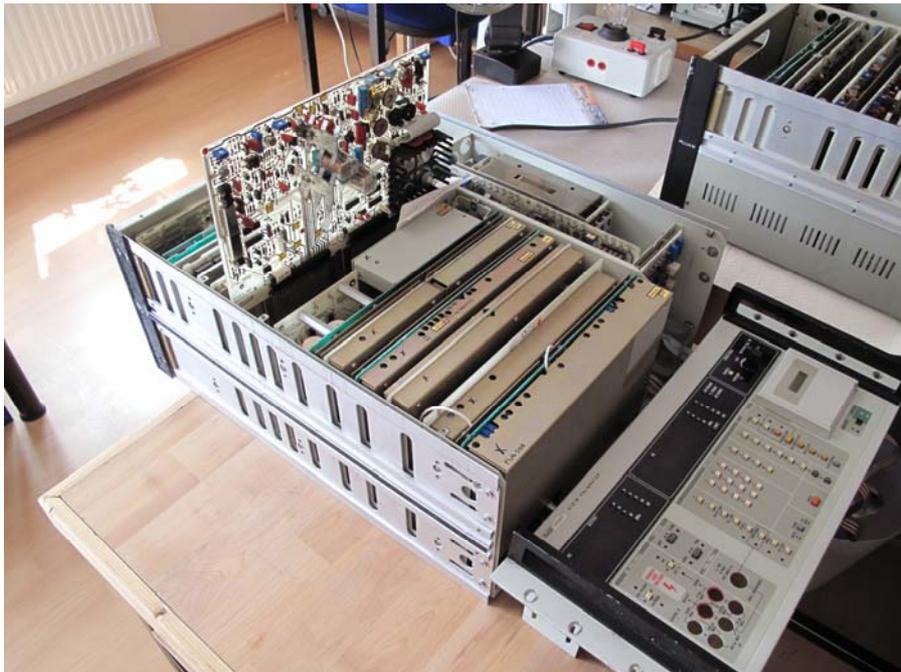


Abbildung 77: Service-Adapter im Einsatz (noch ohne Holzkeile)

16 Piggeldy's Widerstände

Schließlich kamen sie dann doch noch an: die Präzisionswiderstände für Piggeldy.

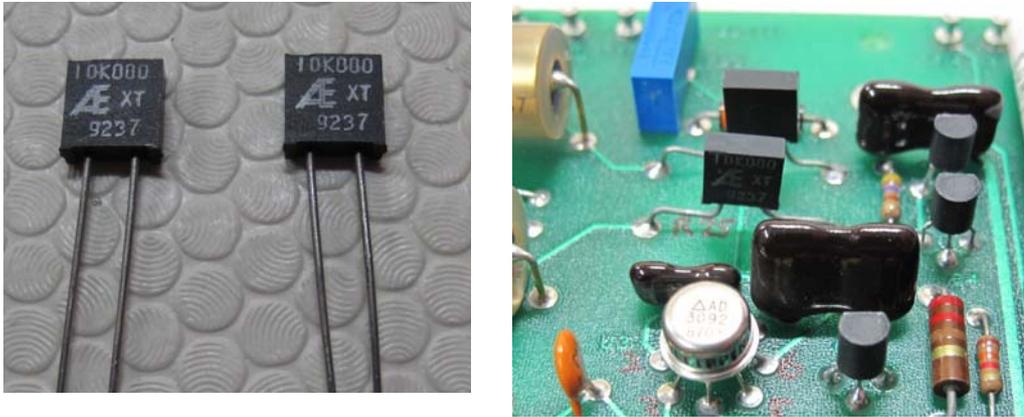


Abbildung 78: 10kOhm Präzisionswiderstände

Der Einbau war schnell erledigt und damit verschwand auch der Multiplikator-Fehler im negativen Spannungs- sowie im Strommessbereich! Bingo!

Achja- anbei noch ein Foto des thermischen Schutzes für die Referenzelemente- oder sind das doch eher Abschirmbecher gegen Störungen?

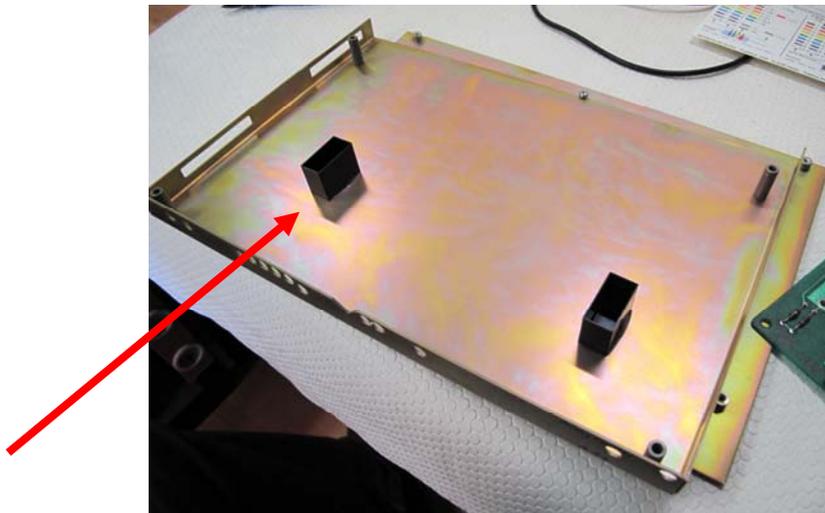


Abbildung 79: Blechhülsen als thermischer Schutz

17 Frederick's A17 geht's an den Kragen

Der Service-Adapter scheint ein wichtiger Schlüssel zur Lösung meines Problems zu sein. Ich fange endlich an, die Schaltung des LF-Amplifiers in Ansätzen näher zu verstehen. Indem ich mir den Schaltplan in einer mir verständlichen Form nachgemalt und vereinfacht habe, messe ich mir an den entscheidenden Stellen nun ganz einfach die Spannungen aus und schreibe sie ins Schaltbild. So komme ich z.B. zu der Erkenntnis, dass in Frederick die negative Spannungsebene zur Ansteuerung des "negativen" Transistorblocks eigentlich zu gering ist, um ihn ordentlich ansteuern zu können. Sollte am Ende die Overload-Erkennung sogar richtig arbeiten und mich tatsächlich auf ein Problem aufmerksam machen?

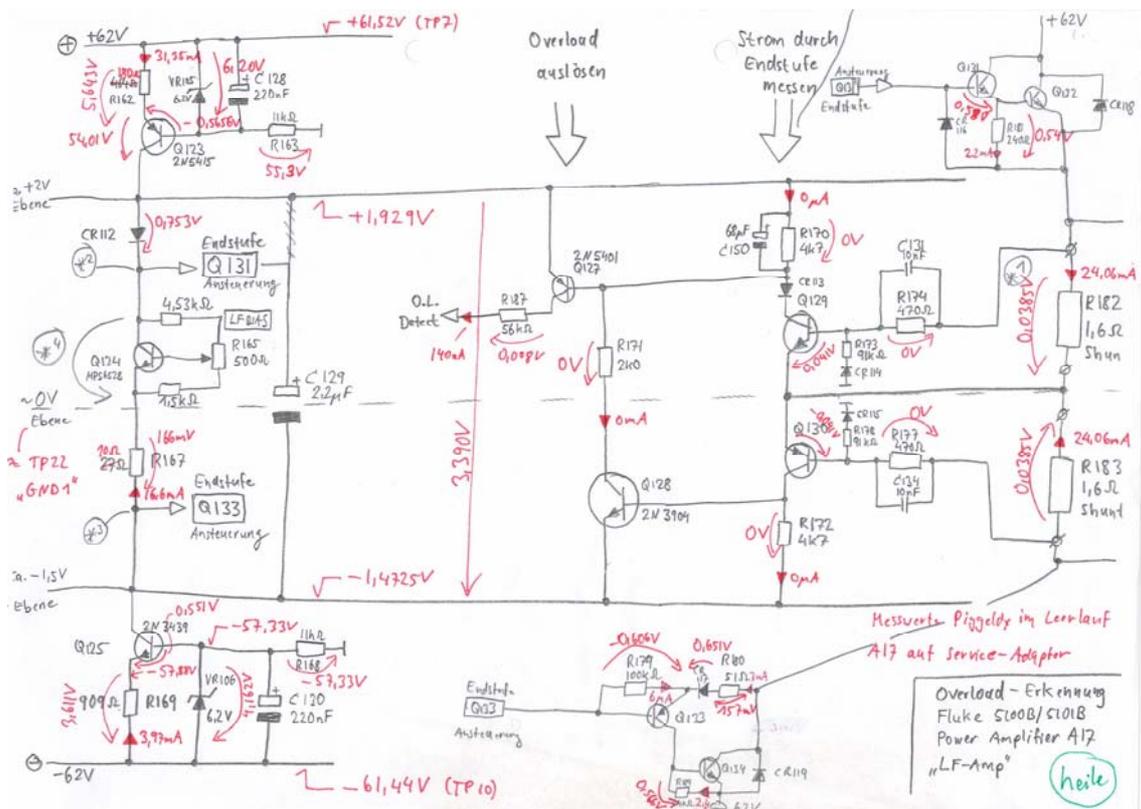


Abbildung 80: Piggeldy's A17 (heile) als Referenz

Dort, wo in der heilen Baugruppe von Piggeldy ein Ruhestrom von 24mA auf BEIDEN Transistorenpaarchen zu messen ist, fließt bei Frederick sehr viel weniger- und das auch nur durch den positiven Teil der Endstufe (Messung des Stroms als Spannungsabfall über R182 und R183). Auch der negative Teil der Konstantstromquelle scheint anders zu arbeiten: die dort laut Schaltplan korrekt eingesetzte 6,2V Zenerdiode scheint im Vergleich zu Piggeldy's Messwerten (siehe VR106 in Abbildung 80) aber zu hoch im Wert gewählt zu sein. Ich löte also Frederick um auf eine 4,7V Zenerdiode. Nun stellt sich durch den 909Ohm-Widerstand auch endlich nahezu derselbe Strom ein wie bei Piggeldy (ca. 4mA). Trotzdem reicht das nicht aus, das Spannungsniveau für den negativen Teil der Endstufe (dort, wo kein Ruhestrom fließt) soweit anzuheben, dass die Endstufentransistoren leicht vorgespannt werden und dadurch der gewünschte Ruhestrom von 24mA fließt.

Es bleibt mir nichts anderes übrig, als weiter Spannungen aufzunehmen, die Ströme daraus auszurechnen und mit meinem mit zur Verfügung stehenden Teil an Sachverstand daraus zu schließen, was wohl noch kaputt sein könnte. Das ist gar nicht so leicht ;-)

Anbei als Vorkucker zwei Iterationsstufen der verschiedenen Mess- und Reparaturschritte:

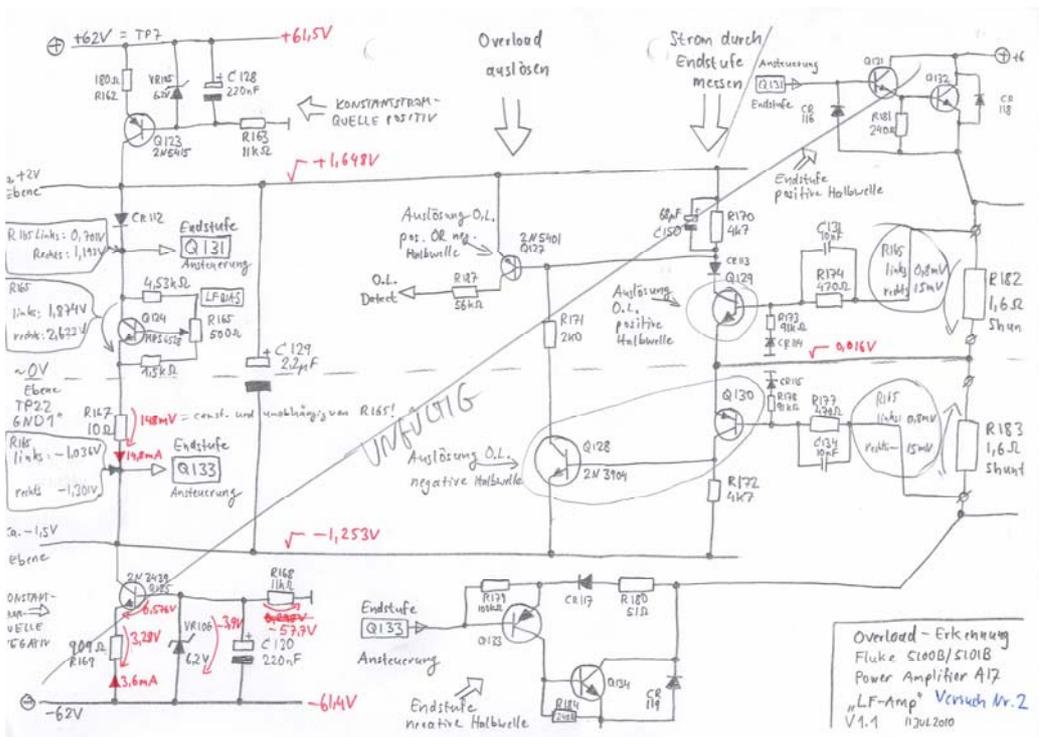
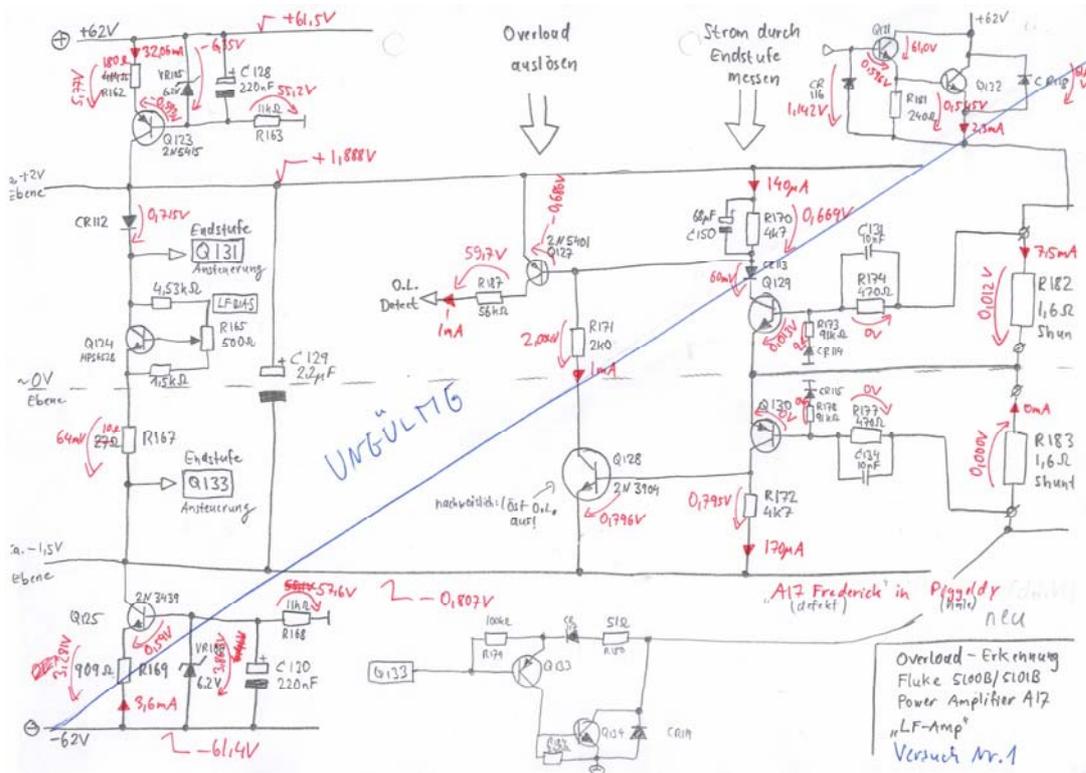


Abbildung 81: zwei Reparaturschritte in Fredecker A17

18 DER KNOTEN PLATZT 1: Q130 defekt!

Gut Ding will Weile haben. Nach inzwischen etwa zwei Jahren darf ich behaupten, dass das für mich zutrifft. Nachdem ich etliche Zeit damit verbracht habe, in schönstem Juliwetter im Keller zu hocken und Spannungen aufzunehmen, fiel mir auf, dass der Strommess-Transistor Q130, der über dem Shunt der negativen Halbwelle sitzt, komische Messwerte aufweist. Obwohl 0V Basis-Emitterspannung, fällt zwischen seinem Kollektor und Emitter kein einziges Volt ab; d.h. er scheint voll auf Durchgang geschaltet zu haben. Ohne anliegende Basis-Spannung darf er das doch aber gar nicht?!?

Flutsche angewärmt, raus das Ding und Volltreffer! Q130 hat einen vollen Kollektor-Emitter-Schluss. Und nun das Verrückte: ihr erinnert Euch an einige Seiten vorher, als ich in einem Anfall von Verzweiflung sämtliche Transistoren austauschte? Ja, auch Q130 wurde ausgetauscht! Das bedeutet, dass ich mit meiner Renovierungs-Aktionen einen frisch aus der Tüte -aber trotzdem defekten- Transistor eingebaut habe! Vermutlich habe ich damals beim Renovieren tatsächlich einen Fehler beseitigt, aber mir einen anderen eingebaut. Deshalb habe ich die Welt nicht mehr verstanden! Mann, wie gemein!!



Abbildung 82: Q130 mit 3mV Diffusionsspannung zwischen C-E

Ich schmelze also einen neuen Transistor in die Leiterplatte rein (ich vertraue nun auf einen guten, deutschen BC557 statt den 2N3906) und stelle fest: die Overload-Meldung ist verschwunden! Juchuu!



Abbildung 83: Fredericks A17 (in Piggeldy) endlich ohne Overload-Meldung!

18.1.1 Mechanismus der Overload-Erkennung

Der Mechanismus der Overload-Erkennung im LF-Amplifier ist übrigens wie folgt:
Die 1,6Ohm Widerstände R182/ R183 dienen als Strommess-Shunts. Nach $U=R \cdot I$ fällt an ihnen zunehmend Spannung ab, sobald durch sie ein Strom fließt. Diese sich aufbauende Spannung steuert die Transistoren Q129 (für die positive Halbwelle) bzw. Q130+Q128 (für die negative) durch (das ist bei ca. $I=U/R = 0,6V/1,6Ohm = 375mA$ der Fall). Diese "Überlast"-Information wird an Q127 logisch ver-odert. Das bedeutet, dass es durchaus reicht, wenn nur einer von beiden Strommess-Transistoren auslöst. In jedem Fall zündet dann Q127 durch und teilt dem Kalibrator mit, dass ein Overload-Zustand erkannt wurde. Im normalen Betriebsfall dürfte der LF-Amp nie mehr als 199,999mA generieren müssen. Damit haben wir immer selbst im "stressigsten" Fall (es wird 199,999mA abverlangt) immer noch mehr als 87% Reserve, bevor die Overload-Schaltung auslöst.

19 Fredericks Ruhestrom

Jetzt gilt es "nur noch", sich um das komische Ruhestrom-Ding zu kümmern. Mit der verloschenen Overload-Meldung ist nun endlich der Weg frei zu einer richtigen Inbetriebnahme der Baugruppe A17. Doch bevor ich alle Spannungen an den Testpunkten erneut aufnehme, starte mit einem ordentlichen Abgleich, denn das ist die Voraussetzung für eine saubere Funktion und korrekt eingestellte Arbeitspunkte. Die Abgleichanleitung aus dem Fluke-Manual kann ich für meine alten Grotten ja so nicht 1:1 nicht anwenden, daher habe ich eine Anpassung geschrieben. Auch in Englisch, damit vielleicht noch jemand anderer außer mir was damit anfangen kann.

Ich stelle zuerst fest, dass die Regelspannung auf einmal ziemlich gut zu den Werten der Kalibrieranleitung passt. Schön!

Dann kann ich ein paar weitere Abgleiche korrekt durchführen. Sehr schön! :-)))

Bei dem nächsten Punkt reicht der Regelbereich eines Potis nicht aus...hmmmm.... :-/

Im letzten Punkt bewirkt das Regeln am Abgleichelement keine Änderung des Messwertes. Mist! :-(((

Und ich dachte schon, ich hätte es nach zwei Jahren nun endlich geschafft!! Aber die Suche geht weiter...obwohl ich im Betrieb keinerlei Probleme mehr feststellen kann! Okay, manchen eBay-Käufern würde diese Performance ja vielleicht schon reichen (erst recht, wenn man über 100h Betriebsstunden störungsfreien Laufs nachgewiesen hat), aber wer mich kennt, weiß, dass es mich stört, wenn ich nicht verstanden habe, warum genau ein Abgleichkriterium nicht erreicht werden kann oder ein anderes Abgleichorgan scheinbar gar keine Auswirkungen hat.

AUFFÄLLIGKEITEN BEIM A17 ABGLEICH

- 1) R193 Regelbereich reicht nicht aus (Linksanschlag)
- 2) R165 zeigt keine Wirkung
- 3) R203: 18mA mal da, mal nicht; durch Abgleich jedenfalls nicht sicher erreichbar

Wir fassen zusammen: Sowohl R193 als auch R203 haben etwas mit dem Hi-Current-Amp zu tun, der bei Strömen >199,999mA verwendet wird. Das ist eine andere Baustelle, darum kümmern wir uns später.

Sorge macht mir jedoch, dass der Abgleich von R165 keine Wirkung zeigt. Der ist nämlich Bestandteil des gerade beackerten LF-Amps. Sehen wir uns den Abgleichschritt einmal genauer an.

Messung zwischen TP8 und TP9: das bedeutet, wir messen den Spannungsabfall über dem positiven Strom-Shunt. Es sollen hier 45mV Gleich(!)spannung gemessen werden, wenn der Kalibrator 25V@400Hz Wechselfspannung erzeugt. Wir rechnen zurück: der Ruhe-Gleichstrom soll in diesem Fall also 28,1mA betragen! Der Endstufentransistor Q132 setzt demnach also eine Ruheleistung von $P=U \cdot I = 1,74W$ um. Das klingt für mich erst einmal völlig vernünftig. Ebenso vernünftig ist, dass ich in dem funktionierenden Piggeldy im Standby an derselben Stelle einen Ruhestrom von 24,1mA messe (jeweils 0,0385V Spannungsabfall über R182 als auch über R183). Also hier soweit alles plausibel: Abgleichanleitung und Realität scheinen sich nicht zu widersprechen. Somit muss es nun mein Ziel sein, den Ruhestrom in Fredericks A17 auch auf die 24..28mA hochzupeitschen. Achja- dass noch irgendwas mit dem Ruhestrom nicht stimmt, habe ich ja bereits auch weiter oben schon überlegt. Da war ich also schon auf der richtigen Fährte.

19.1 Wirkung von R165

Zuerst möchte ich einmal feststellen, was genau R165 mit dem Transistor Q124 bewirkt. Im Schaltplan steht ja großkotzig "BIAS" dran. Na, mal sehen. Ich messe ich den Spannungsabfall über R167 und verdrehe den Trimmer R165 von ganz links bis nach ganz rechts. Wir erinnern uns: im funktionierenden Piggeldy hatten wir an dieser Stelle einen Querstrom von 16,6mA vorliegen. In Frederick sind es gemäß neuesten Messungen 14,8mA; also grundsätzlich vergleichbar.

Das Interessante: der Strom durch R167 bleibt in jeder Stellung von R165 gleich- sowohl bei Links- als auch Rechtsanschlag fließen brav 14,8mA durch den 10Ohm-Widerstand. Das ist grundsätzlich auch in Piggeldy so, also scheint das gewollt zu sein.

Was sich jedoch ändert, ist der Potenzialunterschied in der Ansteuerung zwischen den beiden Endstufenblöcke (der für die positive und der für die negative Halbwelle). Man kann R165 so verdrehen, dass an Q124 zwischen 1,9 und 2,6V abfallen- also so eine Art Spreizung der Basispotenziale für die Endstufen und damit die Einstellung des Endstufen-Ruhestroms!

Was ich außerdem feststellen kann, ist, dass R165 tatsächlich eine Auswirkung auf den Endstufen-Ruhestrom (im Leerlauf gemessen) hat, auch wenn ich das während des Abgleichs von A17 nicht nachweisen konnte. Mit R165 Linksanschlag kann ich den Stromfluss durch die Shunt-Widerstände R182/R183 fast zum Stoppen bringen (0V über R182/R183); mit Rechtsanschlag von R165 fließen immerhin ca. 10mA durch die Shuntwiderstände. Immerhin ist der Stromfluss symmetrisch; d.h. der Strom durch den positiven Endstufenblock ist fast exakt derselbe wie durch den negativen Endstufenblock. Trotzdem scheint der Level des Ruhestroms noch zu klein zu sein.

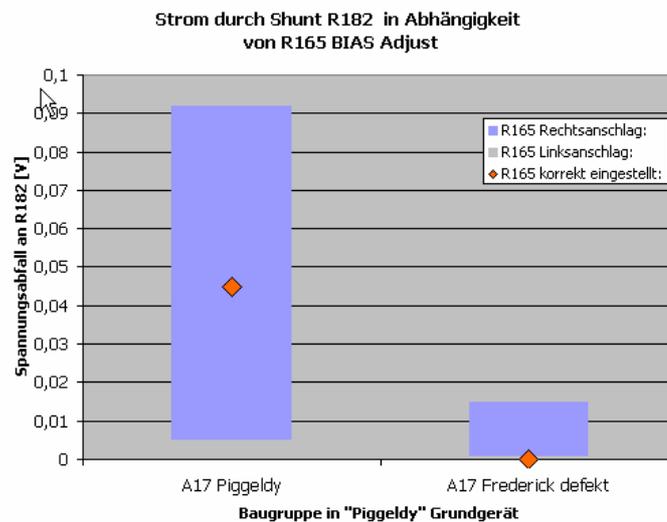


Abbildung 84: Vergleich Ruhestrom zwischen Piggeldy (ok) und Frederick (nok)

In Abbildung 84 sieht man sehr gut, wie die Ruhestromverhältnisse (einstellbar durch R165) im gesunden Piggeldy und dem kranken Frederick sind. Das Niveau des Einstellbereichs bei Frederick ist einfach viel zu klein.

Wie kriege ich also nun mehr Ruhestrom durch die Endstufe? Mit VR106! :-)

20 DER KNOTEN PLATZT 2: VR106

Durch etliche Messungen und hin- und herüberlegungen entschließe ich mich dazu, die damals zurückgerüstete Zenerdiode VR106 (4,7V) gegen die im Schaltplan angegebene auszutauschen (6,2V). Ich komme löse zwar während der Messung aus Versehen mit den Messspitzen einen kleinen Kurzschluss aus, aber ich habe noch genügend 6,2V-Zenerdioden im Regal, so dass mich das nun auch nicht mehr aufhalten kann. Durch den Austausch von VR106 ändern sich die Spannungsverhältnisse in Frederick wie folgt:

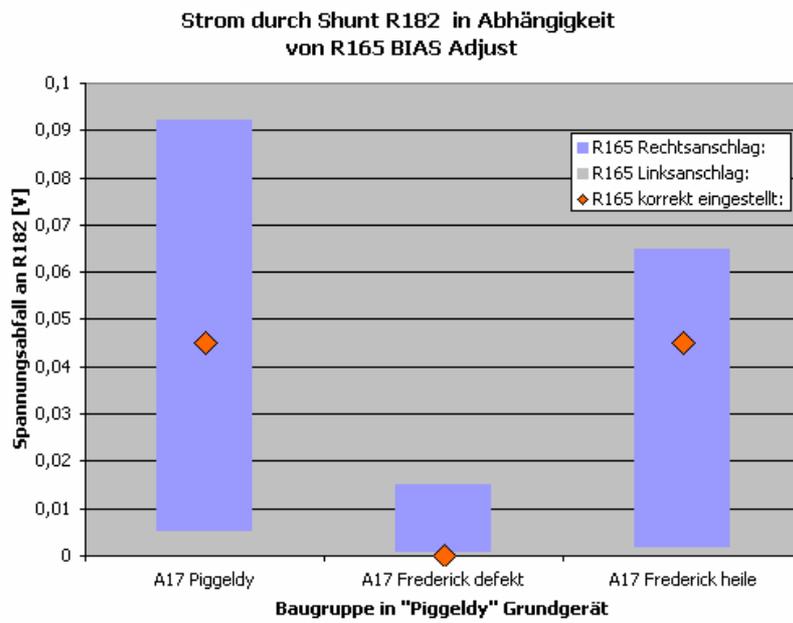


Abbildung 85: Strom durch R182

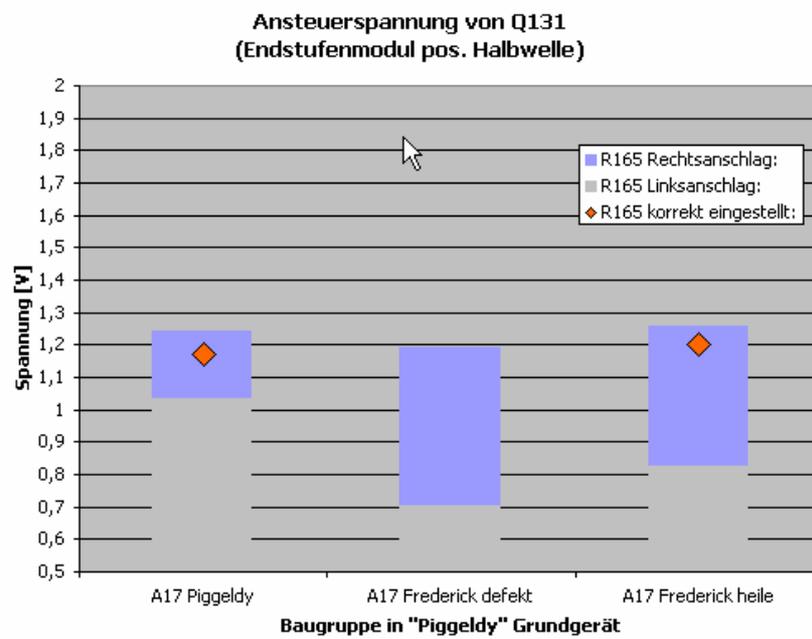


Abbildung 86: Ansteuerspannung von Q131

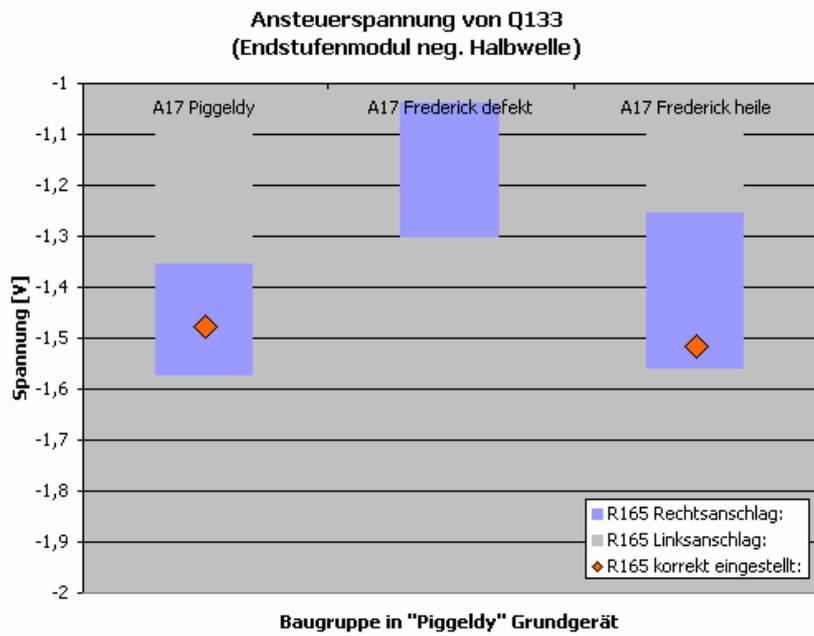


Abbildung 87: Ansteuerspannung von Q133

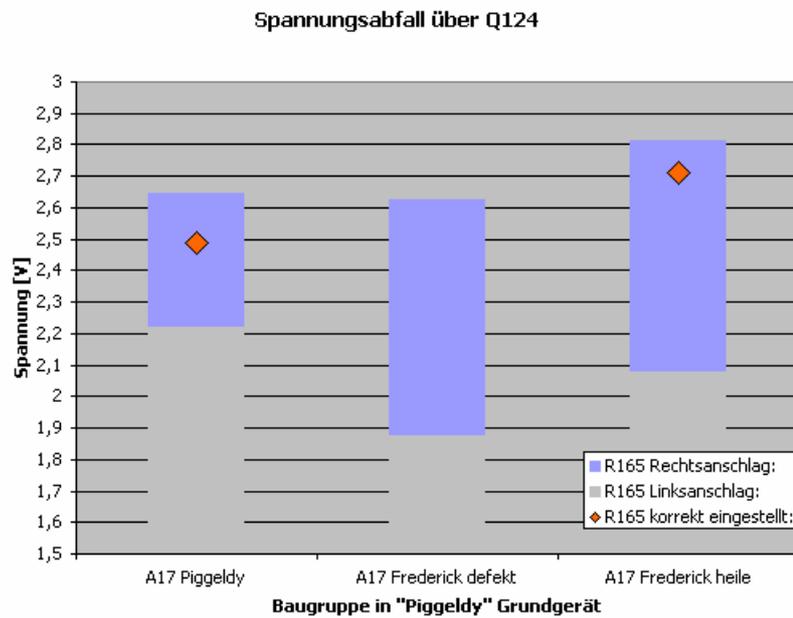


Abbildung 88: Spannungsabfall über Q124

Wir sehen in den letzten Abbildungen, dass das Erhöhen der Zenerdiode absolut positiven Einfluss hatte! Auch wenn nun der Querstrom durch Q124 dadurch sehr stark zugenommen hat (25,6mA statt 16,6mA wie bei Piggeldy, vgl. Abbildung 80), so erhalte ich nun endlich korrekte Ruhestrome durch Q131 und Q133. Der notwendige, erhöhte Querstrom könnte sich durch vielleicht etwas geringere Stromverstärkung der Endstufentransistoren erklären lassen. Da ich im Fluke-Manual hier leider keine Vorgaben gefunden habe und 25,6mA jetzt aus meiner Sicht auch nicht sooooo schlimm sind (max. Verlustleistung der Widerstände mit 189mW an R162; 6,5mW an R167 und 36mW an R169 noch im Viertel-Watt-Limit), erkläre ich diesen Ruhestrom nun für "gesund".

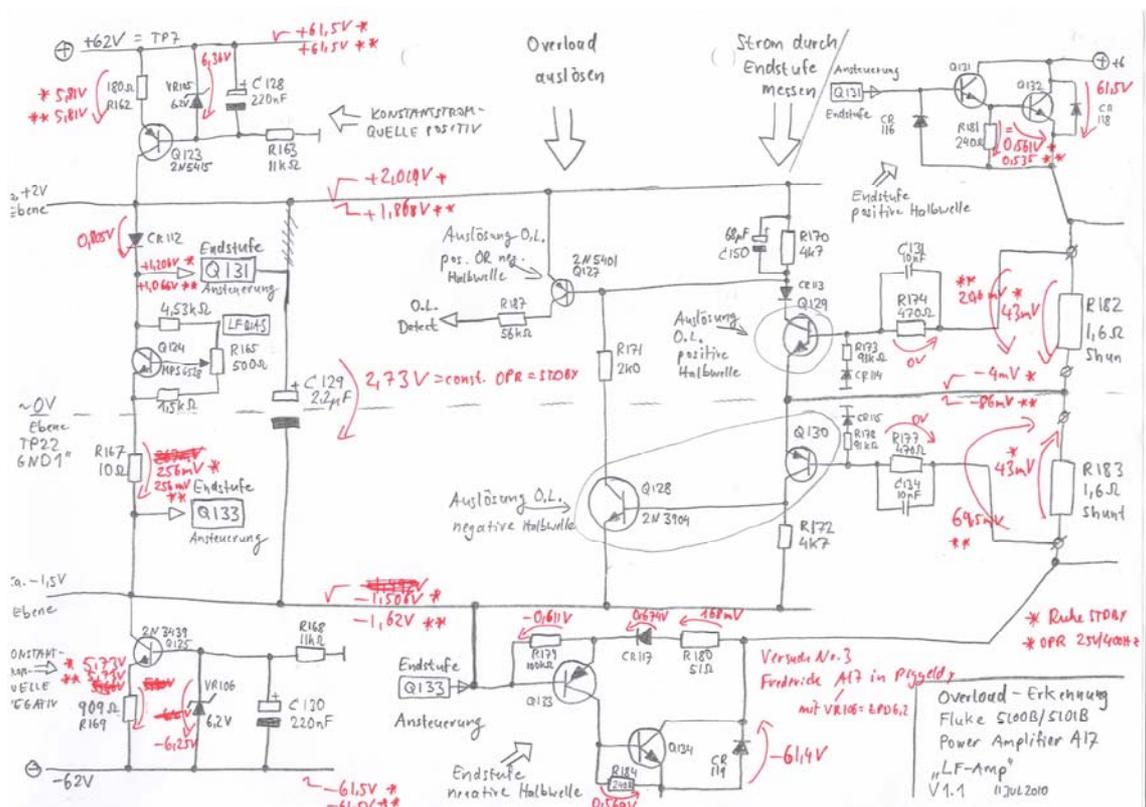


Abbildung 89: Messwerte von Fredericks A17 nach VR106-Wechsel

20.1 Abgleichphänomen

Nun stoße ich auf ein merkwürdiges Problem beim Endabgleich. Die gewünschten 45mV Spannungsabfall über R182 lassen sich zwar nun erreichen, jedoch sinkt dieser Wert sofort ab, sobald ich den Kalibrator auf 25V/400Hz und OPR schalte. Warum?

In Abbildung 89 erkennt man schon den Unterschied mancher Spannungen zwischen STANDBY-Betrieb (markiert mit *) und OPERATE-Betrieb (markiert mit **).

Ich will Euch nicht länger auf die Folter spannen. Ursache war, dass ich vergessen hatte, nach dem Wechsel von VR106 natürlich den Nullabgleich (mit R155) erneut durchführen zu müssen. Sobald dieser korrekt eingestellt war, verschwanden auch die -86mV DC-Offset während des Betriebs am Ausgang des LF-Amps und damit auch die Schwankungen des DC-Ruhestroms zwischen STDBY und OPR. Wie genau das geht, bitte lest dazu meine Kalibrier-

anleitung für A17, die ich extra deswegen geschrieben habe. Ihr seht da dring übrigens auch dieses Bild (DC-Offsetabgleich mit R155).

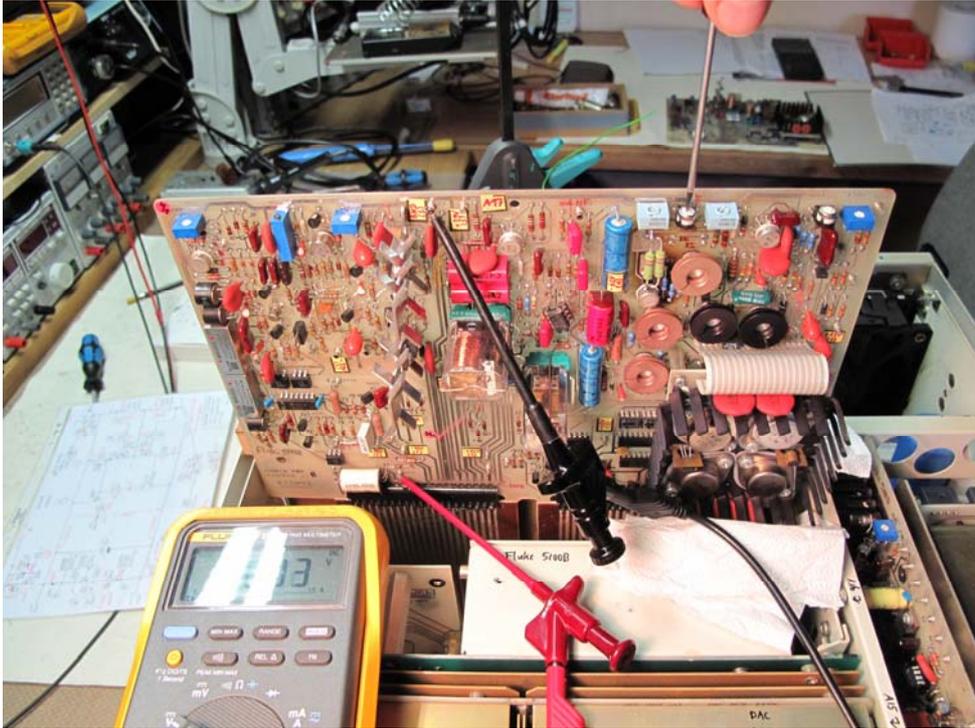


Abbildung 90: DC-Offsetabgleich mit R155

21 Zwischenstand

Wir haben also Folgendes erreicht:

Piggeldy:

- Fehler im Netzteil gefunden, repariert
- Fehler in Referenzspannungserzeugung gefunden, repariert und nachkalibriert (interne Referenz Fluke 335A)
- alle Relais auf Baugruppe A11 gereinigt, damit 100kOhm-Instabilität beseitigt
- Kurzschluss auf Weitbereichs-Option vermutet; derzeit noch unrepariert

Frederick:

- Netzteil repariert
- Isolator-Unit repariert; Überspannungsschutz nachgerüstet
- Busblockierer auf IEC-Baugruppe gefunden, repariert
- alle Relais auf A11 gereinigt, defektes IC ersetzt
- nahezu alle Bauteile auf CPU-Baugruppe erneuert
- viele Bauteile auf A17 erneuert, mehrere Fehler gefunden

Bauzeit (bis jetzt): 2 Jahre

Wie geht es weiter?

Bevor ich die A17-Baustelle (hoffentlich für immer) verlassen kann, muss ich noch dem einen Befund während meines Abgleichs nachgehen. Offensichtlich steckt hier noch ein Problem im Hi-Current-Amplifier. Der ließ sich irgendwie nicht richtig abgleichen.

Wir erinnern uns:

"AUFFÄLLIGKEITEN BEIM A17 ABGLEICH

- 1) R193 Regelbereich reicht nicht aus (Linksanschlag)
- 2) R165 zeigt keine Wirkung
- 3) R203: 18mA nicht erreichbar"

R193 und R203 sind Abgleichelemente für Nullabgleich und Ruhestrom des Hi-Current-Amps. Daher kümmern wir uns nun um....

22 Fredericks A17 Hi-Current-Amp: R192!

Zuerst stelle ich fest, dass ich mit R193 den Nullabgleich nicht korrekt durchführen kann. Statt eines um Null herum liegenden Abgleichbereichs kann ich nur zwischen 5mV..45mV positiven Offset einstellen. Aber ganz zu Null kriege ich ihn nicht. Das ist nicht gut.

Weil ich meine, dass dieser Bericht schon mehr als lang genug ist, mache ich es kurz und stelle Euch den Fehler gleich vor: ein hochohmig gewordener Widerstand R192 in Zusammenhang mit einer Schaltplanabweichung!

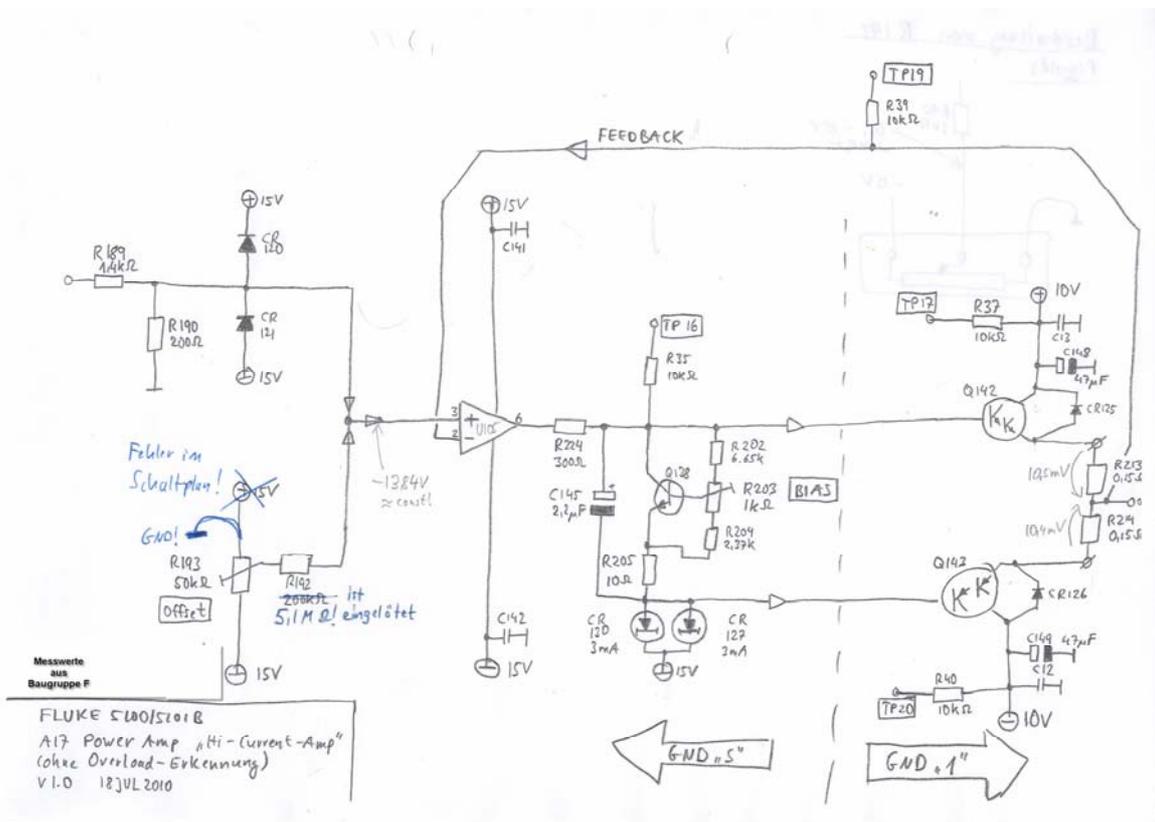


Abbildung 91: Schaltplanauszug Hi-Current-Amp von Frederick

Der nicht korrekt durchführbare Abgleich an R193 lag daran, dass der Reihenwiderstand R192 zu groß war, um gegen den 200kOhm (R190) Fußpunktwiderstand noch irgendwie anstinken zu können. Logisch, wenn man da auch 5,1MOhm einlötet....

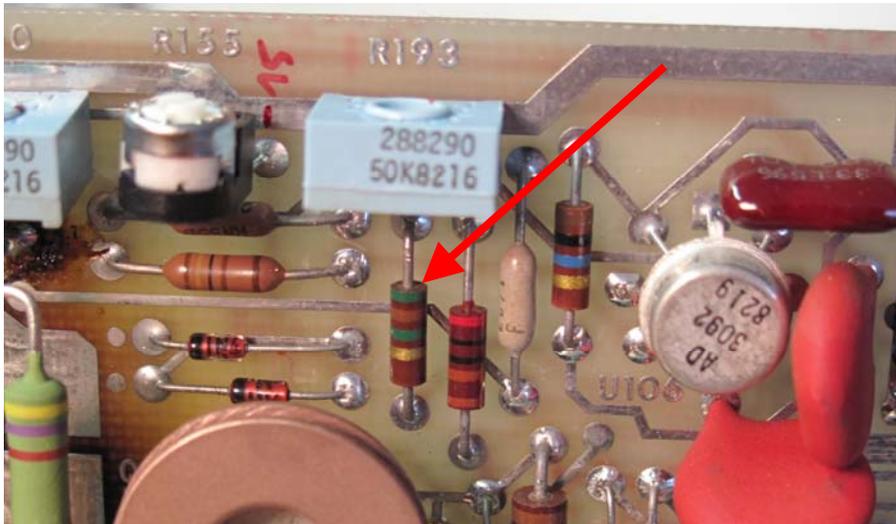


Abbildung 92: R192 (5,1MOhm)

... der sich im Laufe der Zeit sogar zu ~6,4MOhm verändert hat!



Abbildung 93: R192 weit außer Toleranz!

Interessant: in Piggeldy ist derselbe 5,1MOhm-Widerstand eingesetzt, dort macht er aber offensichtlich (noch) keine Probleme. Auch interessant: im Schaltplan hat man an dieser Stelle einen Wert von 200kOhm vorgesehen und außerdem das Einstellpoti R193 nicht mit einer Seite auf Masse, sondern auf +15V gelegt. Das ist es, was ich wieder so liebe: nichts passt zusammen und man kann nur hoffen, dass ich nun alles richtig mache, wenn ich R192 nun rauswerfe und stattdessen einen frischen 1MOhm-Metalloxid-Widerstand einsetze. Ganz so falsch kann es nicht gewesen sein, denn....

...damit kriege ich nun endlich einen sauberen Offsetabgleich hin (Rest-Spannung ca. 0,5mV)! Sehr schön!

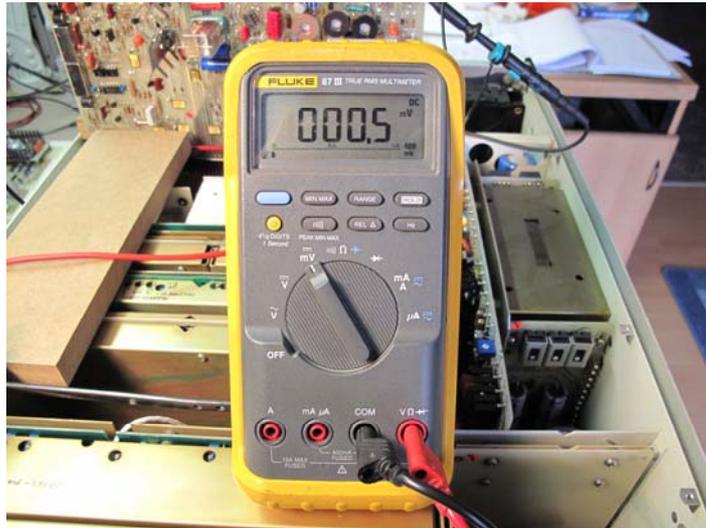


Abbildung 94: Offsetabgleich Hi-Current-Amp jetzt ok!

Übrigens lerne ich dabei auch noch, dass der Offsetabgleich viel einfacher zu machen ist, wenn man sein Multimeter direkt an die Ausgangsklemmen des Kalibrators hängt und nicht an die frekeligen (kennt ihr das Wort? Hat mir meine Frau beigebracht!) Messpunkte. Nach meinen Erkenntnissen ist das Messergebnis genau dasselbe- aber viel einfacher anzuklemmen.

23 Ruhestrom in Fredericks Hi-Current-Amp

Und was war nun mit dem Ruhestrom?

Hier zeigt sich ein ganz simples Problem: Wackelkontakt am Tastkopf! Kann mir nicht passieren? Doch! Ich gebe gerne zu, dass trotz aller Sorgfalt, mit der ich meine Messgeräte bediene, auch ich vor solchen Ärgernissen nicht gefeit bin. Beim Anklemmen an die Messpunkte TP18 und TP19 bemerkte ich erst wieder einen "nicht vorhandenen" Ruhestrom. Nach einem bisschen Wackeln am Tastkopf -zack!- Spannung da, sauber abgleichbar auf die geforderten 18mV!

So etwas klingt zwar wenig Vertrauen erweckend, ist aber leider Praxis an Geräten, die teilweise Jahrzehnte in Betrieb waren und sich daher auch zwangsläufig Oxydschichten an Messpunkten gebildet haben! Außerdem kann ich mir als Privatmann auch nicht immer die vergoldeten Hi-Performance-Tastköpfe leisten, die ein Maximum an Kontaktsicherheit bieten, so dass ich mit sowas einfach leben muss!

24 Endabgleich A17 - ha! ha! ha!

Hoffentlich zum letzten Mal führe ich den Endabgleich der Power-Amp-Baugruppe A17 durch. Ich schreibe mir alle Messwerte auf, damit ich allen anderen 5100B/5101B-Bastlern auf der Welt wenigstens einen Anhaltspunkt für ihre eigenen Reparaturen liefern kann.

Ihr ahnt sicher schon, was jetzt kommt.

Bei Piggeldy klappt das alles. Logisch, dort macht A17 ja auch keine Schwierigkeiten. Aber dann kam Fredericks A17 an die Reihe. Beim Abgleich muss man irgendwann +1100V eingeben. Frederick lächelt gequält und löst leise surrend die Anzeige "O.L." im Display aus. Das darf doch nicht wahr sein!

25 Die Büchse der Pandora

A17 bereitet mir so langsam schlaflose Nächte. Eine Funktion, die noch vor kurzer Zeit einwandfrei ging, versagt nun beim Endabgleich. Wie gemein ist bitte das denn?!??

Meine erste Vermutung war, dass ich vielleicht durch irgend einen Ruhestromabgleich was verändert habe und so aus Versehen den Funktionsbereich eingeschränkt habe. Dafür würde die Beobachtung sprechen, dass der Betrieb bei z.B. +900V noch keinen Overload erzeugt; bei zweihundert Volt mehr jedoch sofort einsetzt.

Um es kurz zu machen: Verändern des Abgleichs und das Spendieren von etwas mehr Ruhestrom ändert nicht viel. "O.L." bleibt. Nur um sicher zu gehen messe ich den Strom durch die Widerstände R182 und R183. Ergebnis: ja, der O.L. wird dieses mal völlig zu Recht ausgelöst. Der Spannungsabfall beim negativen Shuntwiderstand beträgt etwa 0,6V, was einem fließenden Strom von etwa 400mA entspricht. Definitiv weitaus mehr als "normal".

Ich bin kurz davor, wieder aufzugeben. Die Zeit, die dieses Projekt bislang gekostet hat (und allem Anschein nach in Zukunft noch kosten wird), ist wohl kaum gerechtfertigt. Trotzdem bleibe ich hart: hier geht es längst nicht mehr um Vernunft, sondern um eine Frage der Ehre.

Was mir im Moment bleibt, ist die Vermutung, dass A17 in der Betriebsart "+1100V" irgendwie in eine Begrenzung und dann in den Overload gefahren wird. Richtig verstehen kann ich das nur, wenn ich die Regelschleife auftrenne, alle Eingangsgrößen manuell einspeise und mir darauf zulässige Betriebsbereiche erforsche. So ähnlich bin ich damals mal bei meinem Fluke 5200A AC-Kalibrator vorgegangen. Dauert zwar lange, aber danach versteht man eine Menge mehr über die internen Systemschnittstellen. Und die muss ich für diese 1100V-Betriebsart nun dringend kاپieren, um festzustellen, was hier überhaupt los ist.

26 Schnittstellenanalyse A17

Es wird wieder spannend!

So langsam komme ich mir vor wie der letzte Mensch, der krampfhaft die Erde zu retten versucht. Ein jeder kann wohl die Enttäuschung nachfühlen, die ich hatte, als auch dieser Reparaturversuch auf A17 nicht der letzte gewesen zu sein scheint. Es gehört sehr viel Selbstbeherrschung dazu, jetzt nicht doch noch aufzugeben. Von wirtschaftlichen Aspekten bin ich logarithmisch weit entfernt, jetzt geht es nur noch um eine Frage der Ehre. Ich will diese verfluchte Leiterplatte endlich sauber am Laufen haben und das muss doch irgendwie zu schaffen sein!

Schnittstellenanalyse

Ein alter Hut und ziemlich aufwändig, aber immer wieder wirksam: die Schnittstellenanalyse. Nachdem ich mir nun ziemlich sicher bin, dass die Endstufen auf A17 inzwischen sauber arbeiten müssten, macht eine detaillierte Betrachtung aller Ein- und Ausgangsgrößen nun endlich Sinn. Vor allen Dingen interessiert mich, ob der Amplituden-Regelkreis eingerastet ist (Control Voltage an TP24) oder fälschlicherweise an den Regelgrenzen arbeitet (bzw. sie überschreitet). Das wäre ein Zeichen dafür, dass irgendwo noch was faul ist. Vorher müsste man allerdings die Regelgrenzen kennen. Ha Ha!

Vielleicht ist ja aber auch eine zu starke Ansteuerung der Endstufe Grund dafür, dass der Kalibrator letztendlich in den Overload geht. Alles, was ich bislang in diesem Zustand weiß, ist, dass der LF-Amp im negativen Zweig überlastet wird (hoher Spannungsabfall an R183).

Aber schau wir mal. Ich bereite (mal wieder) eine Excel-Tabelle vor, in der ich für verschiedene Ausgangsspannungen die Schnittstellen messe. Ich schaue ins Schaltbild und arbeite verschiedene Messpunkte heraus, die meiner Meinung nach sinnvoll und hilfreich für eine Schnittstellenanalyse sind. Dann schaue ich auf die Platine und streiche die Hälfte wieder heraus. Gerade im Bereich der Steuerspannung holt mich der Unterschied zwischen Schaltbild und Platine wieder ein: einige Messpunkte aus dem Schaltplan gibt es gar nicht auf der Leiterplatte (z.B. TP41).

Im ersten Schritt nehme ich die heile Kombination "Grundgerät Piggeldy" mit "A17 Piggeldy" als Referenz auf. Ich verbringe einige Zeit damit, mein Oszilloskop erst einmal korrekt erdfrei zu kriegen. Selbst das RS232-Kabel, das ich normalerweise für das Übertragen von Screenshots auf den PC benutze, musste ich dafür abziehen. Zwischendurch rauchte dann auch noch mein kleiner 230V Trenntrafo ab- heutige DSOs brauchen eben ein wenig mehr Strom als die damaligen Analog-Oszis. Aber auch das kann mich nun nicht mehr aufhalten. Unter unserer Kellertreppe fand ich noch einen guten, alten, ehrlichen und gute erhaltenen 500VA-Trenntrafo, der sich für mein LeCroy 9314L ganz hervorragend eignet.

Nachdem ich mein ganzes Messgeraffel zusammen hatte, klemmte ich wie folgt an: ein altes - ich traue mich kaum, es zu sagen- Voltcraft VC96 zur Kontrolle der internen Kalibrator-Steuerspannung. Mein Fluke 87 zur Kontrolle der Kalibrator-Ausgangsspannung (das hält mehr aus, wenn auch mal hohe Spannungen am Ausgang anliegen sollten). Und zwei Kanäle des LeCroy 9314L zum Messen der Ein- und Ausgangsspannung des HF-Amplifiers. Im zweiten Durchgang dann auf den Ausgang des LF-Amps geklemmt. (Hinweis: nicht, dass ich am DSO nicht genug Kanäle hätte ;-)) aber wegen unterschiedlicher Massen zwischen HF und LF-Amp konnte ich leider nicht alles gleichzeitig messen, sondern muss es nacheinander durchziehen).

26.1 Betrieb bei "Wechselspannung" (REFERENZ)

Betrieben wird der Kalibrator zuerst in der Funktion "Wechselspannung, 400Hz, im Bereich von 20..1100V. Es zeigt sich Folgendes:

REFERENZ:

1. Die Eingangsspannung des HF-Amps (= das Oszillatorsignal) ist mit 3,47V_{ss} (= 1,23V RMS) über alle Messbereiche des Kalibrators sehr stabil und konstant. Prima. Den Klirrfaktor habe ich nun nicht gemessen, aber die Kurvenform ist zumindest "optisch sauber" (Sinus).

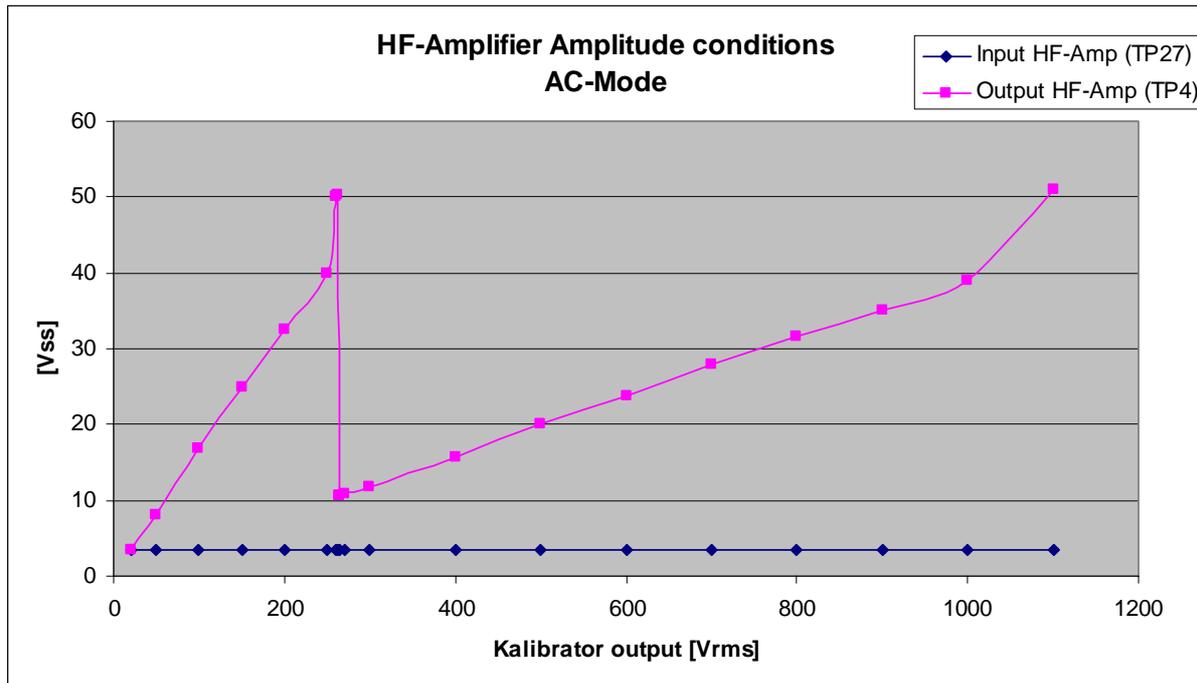


Abbildung 95: REFERENZ: HF-Amplifier Input/ Output

2. Die Steuerspannung an TP24 steigt linear mit der Ausgangsspannung des Kalibrators und läuft zwischen ca. 0,5V und 7,5V. Es gibt einen Umschaltzeitpunkt, an dem der Kalibrator auf eine andere Anzapfung des Wandlertrafos T1 schaltet. Dieser Punkt liegt im Wechselspannungsmodus -entgegen Manual- bei exakt 264V VRMS. Will sagen:

263V => es wird Anzapfung A von Trafo T1 genutzt

264V => es wird Anzapfung B von Trafo T1 genutzt

Man hört es auch leicht klicken im Innern, wenn man über den Umschaltzeitpunkt läuft. Gleichzeitig ändert sich natürlich auch ruckartig die Steuerspannung an TP24.

Wenn man Ein- und Ausgangsspannung des Trafos T1 zurückrechnet, kommt man auf ein Übersetzungsverhältnis...

...im Bereich A: von ca. 3

...im Bereich B: von ca. 11

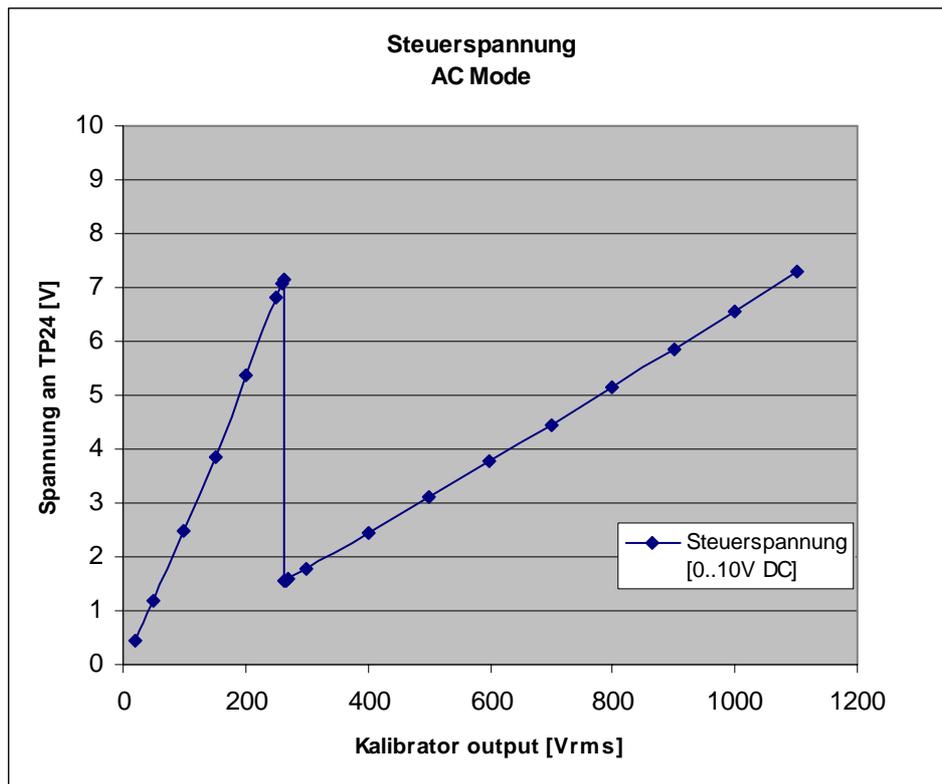


Abbildung 96: REFERENZ: ControlVoltage an TP24

3. Auch die Ausgangsspannung des HF-Amplifiers steigt linear mit der Steuerspannung an TP24. Einen leichten Knick bei 1100V sieht man vermutlich dadurch, dass ich bei großen Signalen am Tastkopf auf 10x umschalten musste, um das Oszi nicht zu überfahren. Ich vermute, dass hierdurch ein zusätzlicher Messfehler entstanden ist, der im Diagramm nun als Spitze zu sehen ist. Erst später werde ich herausfinden, dass man meine Oszi-Tastköpfe im 10x-Modus nicht nur phasen-, sondern auch amplitudenkalibrieren kann! Natürlich korrigiere ich später die nachweislich verbogene Kalibrierung meines zweites Tastkopfes. In diesem Diagramm sieht es aber dadurch noch verbogen aus. Bitte kümmert Euch hier einfach nicht weiter darum.

4. Die maximale Ausgangsspannung, die am Ausgang des HF-Amps abgerufen wird, ist nach meinen Messungen 50,9V_{ss} (= immerhin 18V rms). Bei einer Stromversorgung des HF-Amps von +/-39V (=78V) ist also selbst im schlimmsten Fall noch mehr als 30% Aussteuerungsreserve vorhanden. Wir erkennen, dass vom HF-Amp eine Spannungsverstärkung von ca. 1 bis max. 15 gefordert wird (entsprechend Steuerspannung an TP24 von ca. 0,5V bis 7,3V). Das Verhältnis "Steuerspannung" zu "resultierende Verstärkung HF-Amp" ist vom gewählten Windungsabgriff an Trafo T1 (A oder B) unabhängig; d.h. von Trafoseite aus gesehen rückwicklungsfrei. Im Diagramm sieht man das, weil beide Diagrammkurven für beide Betriebsfälle quasi übereinanderliegen. Wenn man rechnet, stellt man fest, dass 1V Steuerspannungsänderung etwa eine Änderung der Verstärkungsfaktors um 2 bewirkt. Legt man einen Ansteuerbereich bis max. 10V fest (so habe ich es irgendwo im Manual gelesen), so könnte man den HF-Amp bis zu einer Verstärkung von $v=19,95$ (also etwa 20) "aufreißen". Das verstärkte Eingangssignal von 3,47V_{ss} würde am Ausgang dann also mit 69V_{ss} erscheinen. Die Betriebsspannung von +/-39V passt zu dieser theoretischen Betrachtung meiner Ansicht nach sehr gut dazu (erlaubt theoretisch maximal 78V_{ss} Aussteuerung). Wir weisen also auch in der

Theorie nach, dass hier alles stimmig ist und Fluke seine Hausaufgaben gut und gründlich gemacht hat.

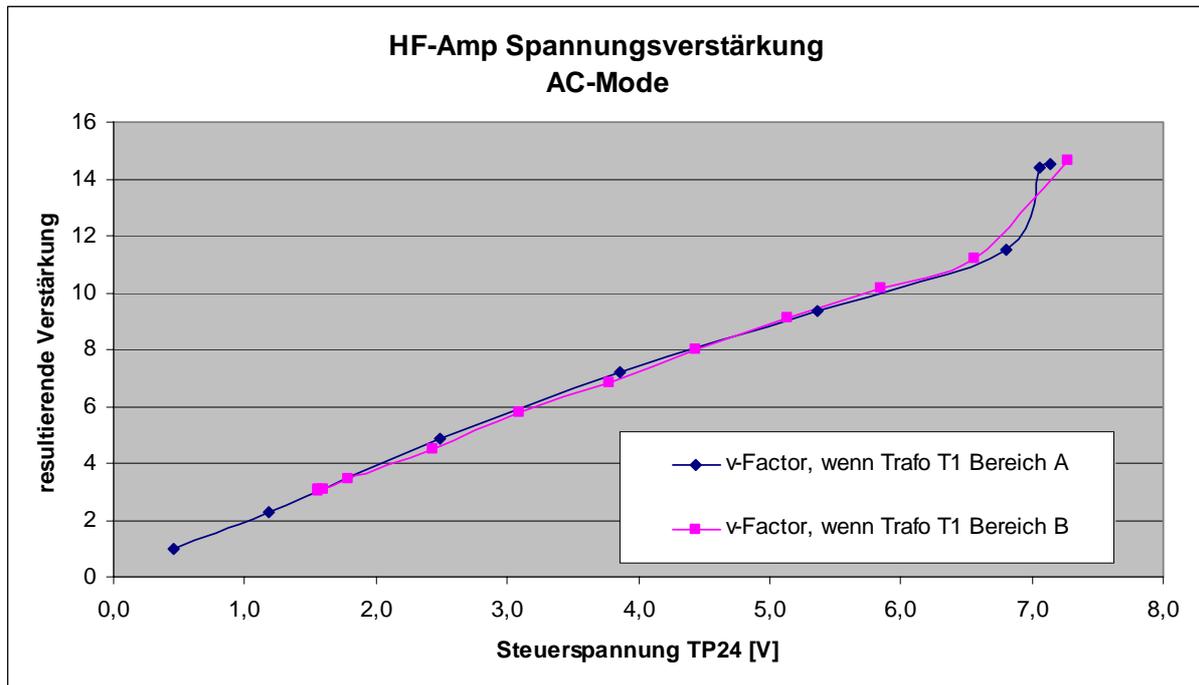


Abbildung 97: REFERENZ: HF-Amp Spannungsverstärkung

5. Der HF-Amp hat einen Ruhestrom von etwa 12mA. Dieser wird über alle geforderten Betriebsfälle auch gut stabil gehalten.

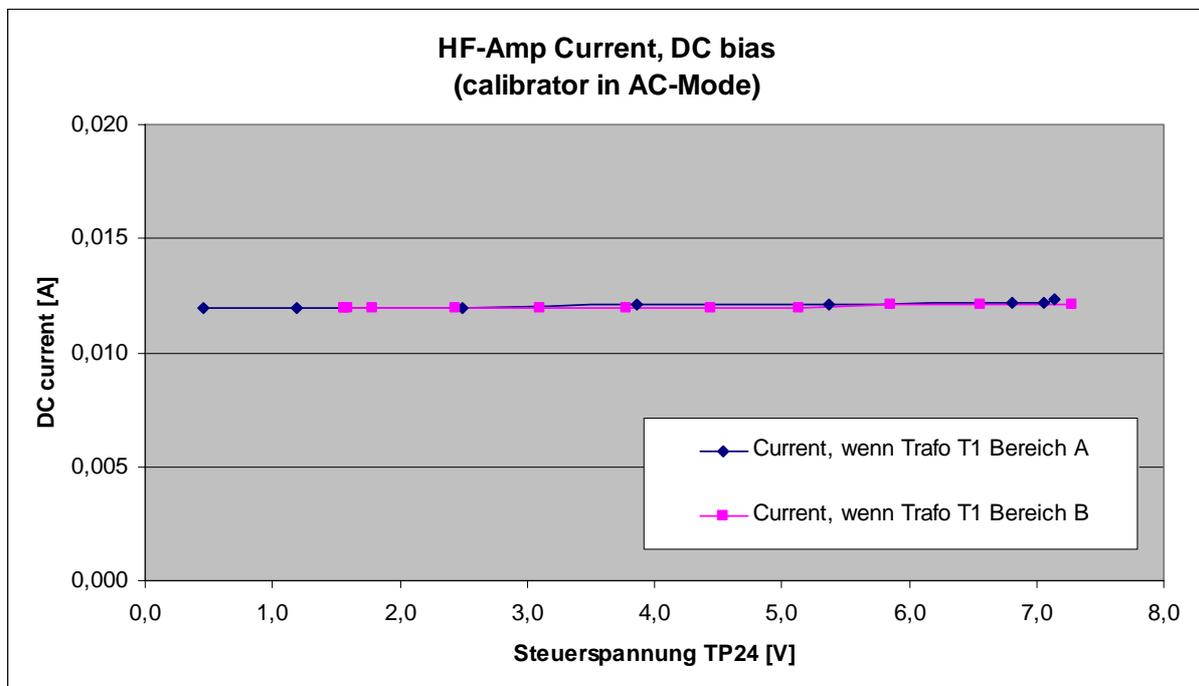


Abbildung 98: REFERENZ: Ruhestrom im HF-Amp

6. Der Wechselstromanteil, der auf diesen Ruhestrom aufgeprägt ist, liegt nach meiner Messung zwischen 0,5mA und 4,3mA RMS. Bedeutet: durch die Endstufentransistoren fließt maximal 4,3mA Strom. Die Strombegrenzung wird bei 0,6V über dem Shuntwiderstand ausgelöst; d.h. bei $I=U/R = 0,6V/8,2\Omega = 73mA$. Das bedeutet in diesem Betriebsfall: noch fast 95% Reserve, bevor Overloadfall eintritt. Das reicht!

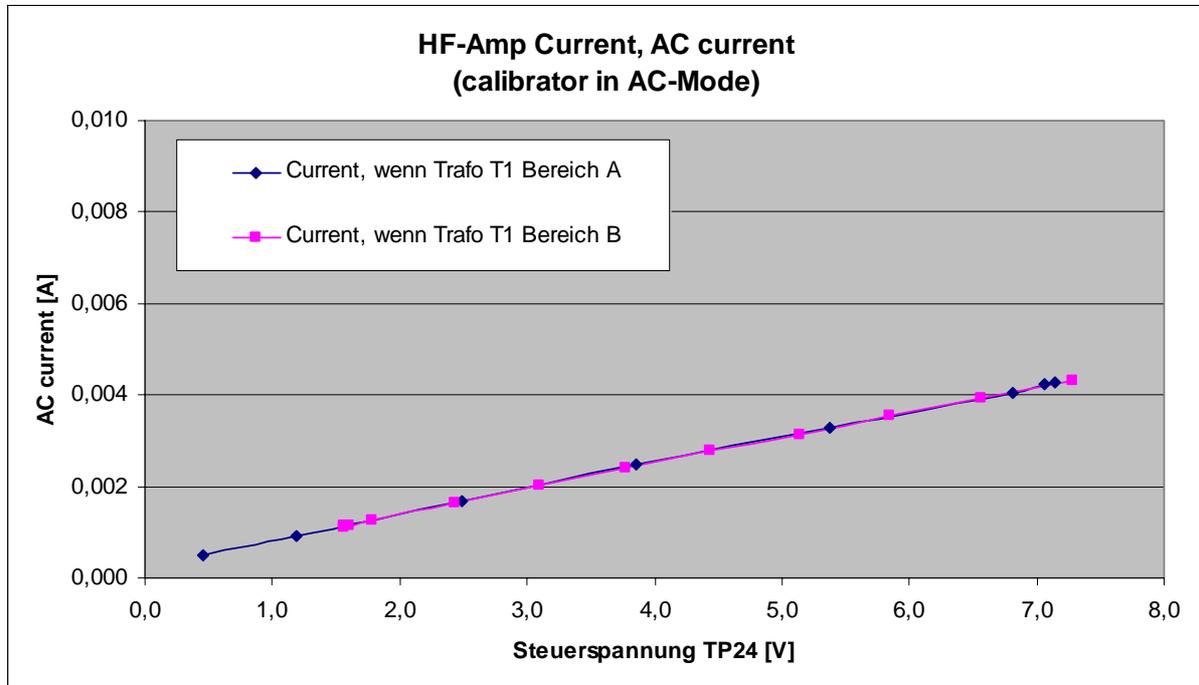


Abbildung 99: REFERENZ: Wechselstrom im HF-Amp

7. Der dem HF-Amp nachgeschaltete LF-Amp hat eine Spannungsverstärkung von ca. 2,2 = const.. Er wird maximal bis ca. 100V_{ss} angesteuert (also etwa 35V rms) und treibt damit den Wandlertrafo T1 an seinen Anzapfungen A und B. Die 100V_{ss} werden in beiden Endbereichen (263V rms und 1100V rms) gleichermaßen erreicht. Mit einer Betriebsspannung von +/- 62V ist die Aussteuerungsreserve für diesen "schlimmsten" Betriebsfall demnach noch 20%. Davon bin ich nicht begeistert, aber offensichtlich reicht das.

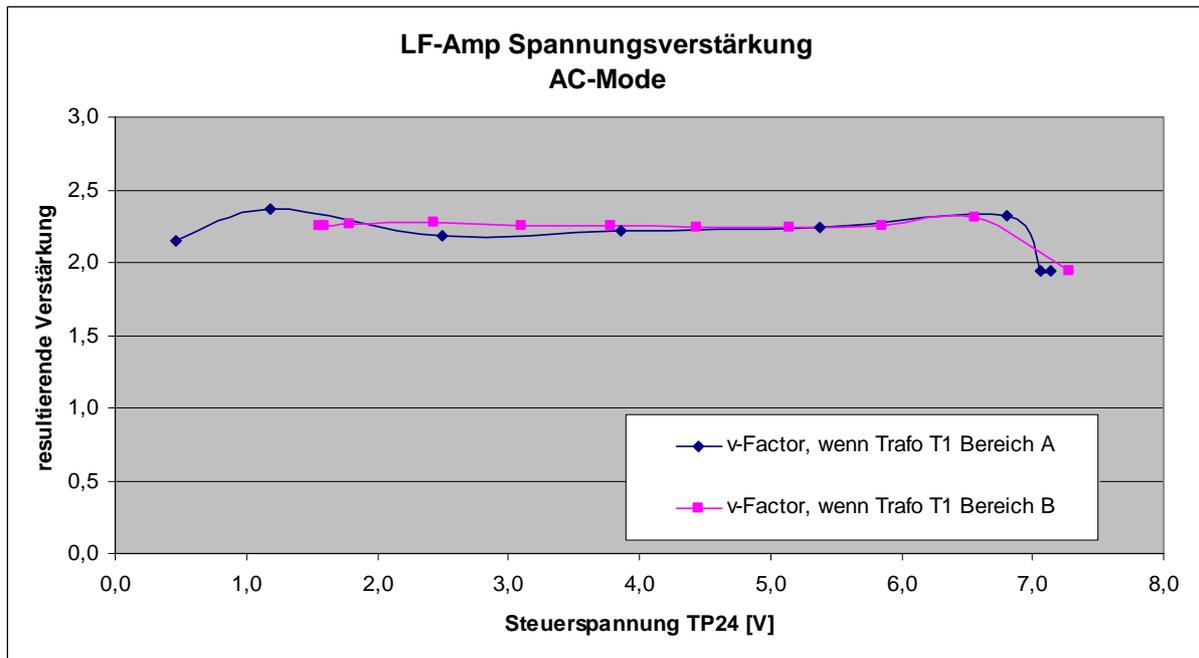


Abbildung 100: REFERENZ: Spannungsverstärkung LF-Amp

8. Die beobachtete Kurvenform ist jederzeit ein optisch sauberer Sinus. Selbst in den Endbereichen ist durch Anschauen der Kurvenform keine Abweichung zu erkennen. Der Klirrfaktor wurde jedoch nicht explizit gemessen. Ich wollte es diesmal so einfach wie möglich halten (nein, ich bin nicht krank, ich will nur langsam zum Ende kommen).

9. Im unteren Bereich (20..263VAC)" liegt der Ruhestrom des LF-Amp bei ziemlich konstanten 29mA. Im oberen Bereich (264..1100VAC) steigt der Ruhestrom durch die Endstufen des LF-Amps an: bei vom Kalibrator abverlangten 1100Vrms messe ich hier immerhin fast 60mA. Woher dieses Phänomen kommt, kann ich noch nicht sagen. Ich vermute jedoch, dass Sättigungsverluste im Wandlertrafo T1 zu einem erhöhten Stromfluss führen könnten. Meine These wird unterstützt dadurch, dass sogar ein am Kalibratorausgang angeschlossenes Drehspulinstrument eine Rückwirkung auf den LF-Amp Endstufenstrom hat. Logisch- wo soll die Leistung denn sonst auch herkommen...aber sollte das dann nicht eigentlich nur auf der Wechselstromebene auftreten? Wir messen hier ja eigentlich nur den Gleichspannungs-Ruhestrom. Hmm...

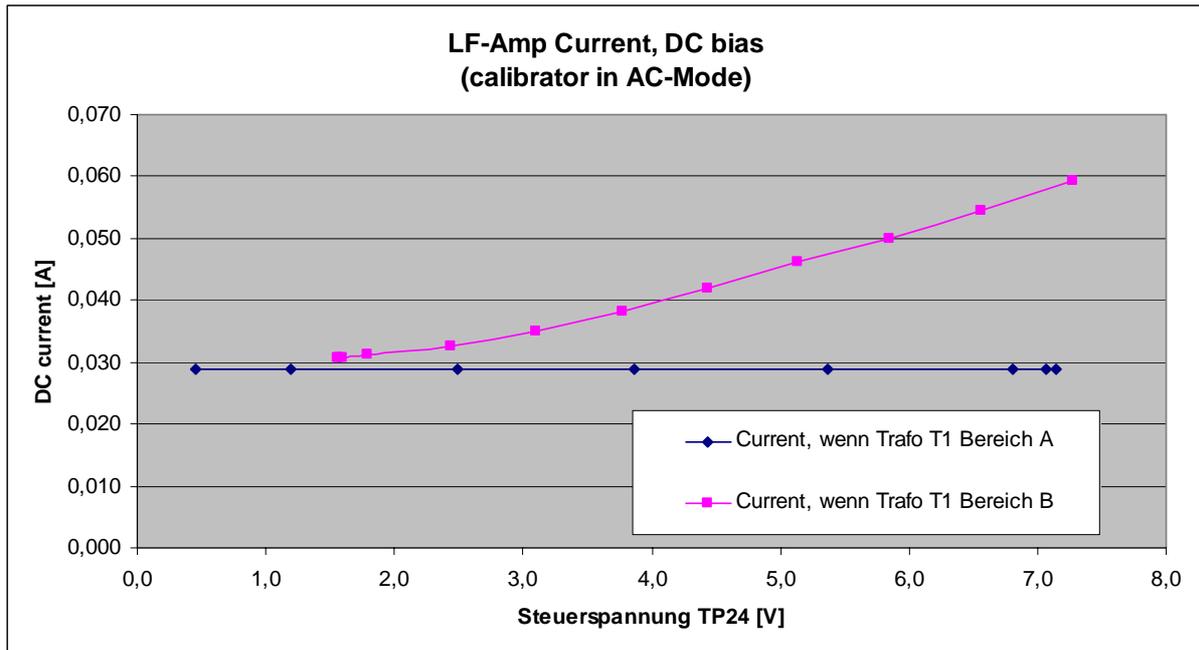


Abbildung 101: REFERENZ: Ruhestrom LF-Amp

10. Der Wechselspannungsanteil im LF-Amp dämpft im unteren Bereich bei etwas um die 7mA herum. Im oberen Bereich fließt aber auch hier wieder mehr Wechselstrom durch die Endstufe: beginnend mit 16mA endet er bei knappen 70mA (1100Vrms abverlangt). Die Endstufen-Schutzschaltung beginnt bei 375mA einzusetzen, also noch ausreichend Reserve.

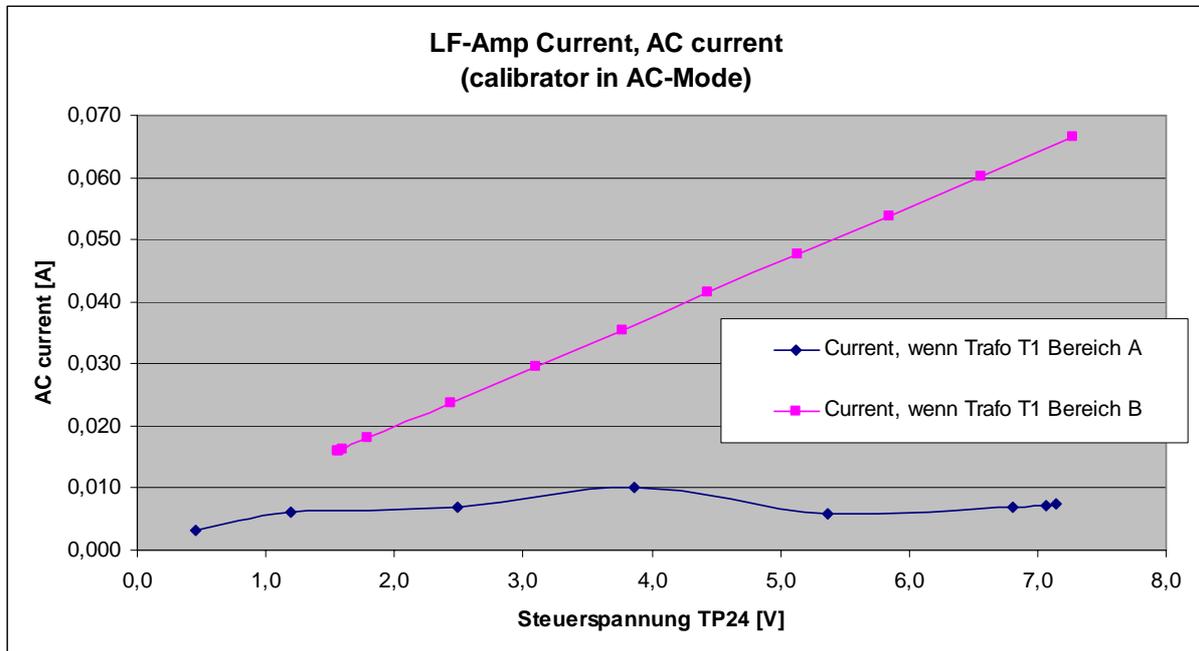


Abbildung 102: REFERENZ: Wechselstrom durch LF-Amp

26.2 Betrieb bei "Wechselspannung" (Vergleich)

Vergleich Piggeldy/Frederick

Ich habe diese ganzen Messungen nun auch noch mit der Frederick-Baugruppe wiederholt. Ich verzichte darauf, die ganzen Diagramme noch einmal separat einzufügen, damit dieser Bericht nachher nicht Ralfs homepage strengt. Ich zeige nun den gleich den Vergleich in einem gemeinsamen Bild. Die folgenden Diagramme zeigen nun also einmal die Referenz (=Piggeldy) und die Problembaugruppe (=Frederick).

Im AC-Modus sehen wir eigentlich kaum Unterschiede.

Steuerspannung:

Die Steuerspannung wird bei Piggeldy in den Grenzen von ca. 0,5..7,3V genutzt. Frederick hat einen genutzen Bereich von ca. 1V bis 6V. Die Kurvenform ist in etwa gleich; alles ok!

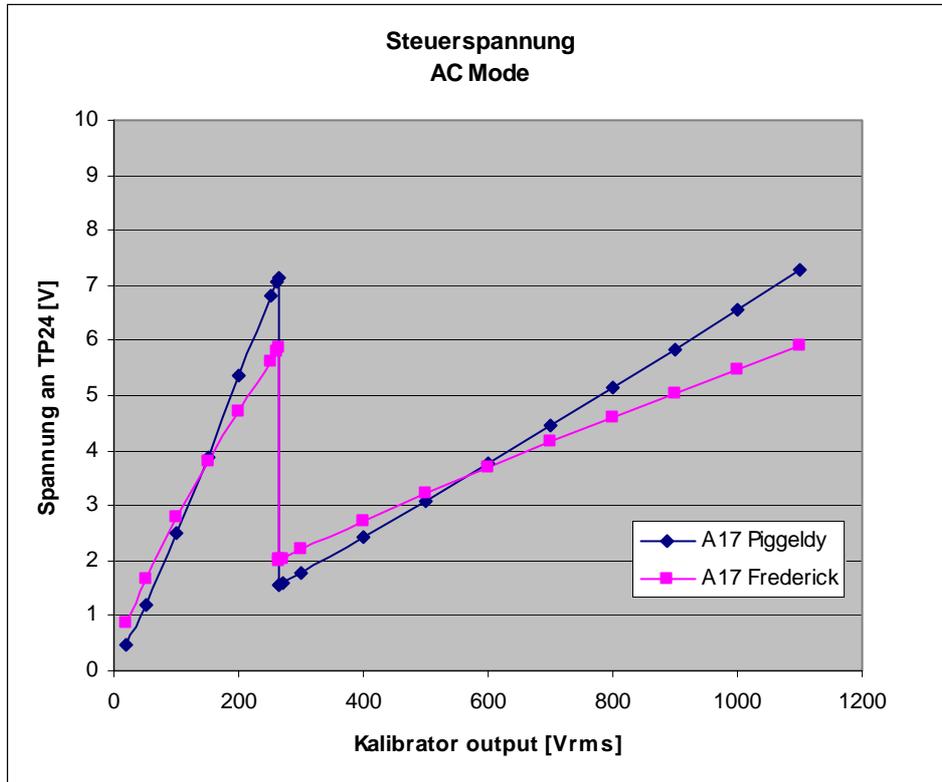


Abbildung 103: Vergleich "Steuerspannung an TP24"

HF-Amp INPUT:

Die Ansteuerung des HF-Amps ist bei beiden Modulen gleich und konstant. Frederick scheint den Oszillator geringfügig stärker zu belasten, so dass die Quellenspannung um etwa 50mV sinkt. Aber wohl kein Grund, sich Sorgen zu machen.

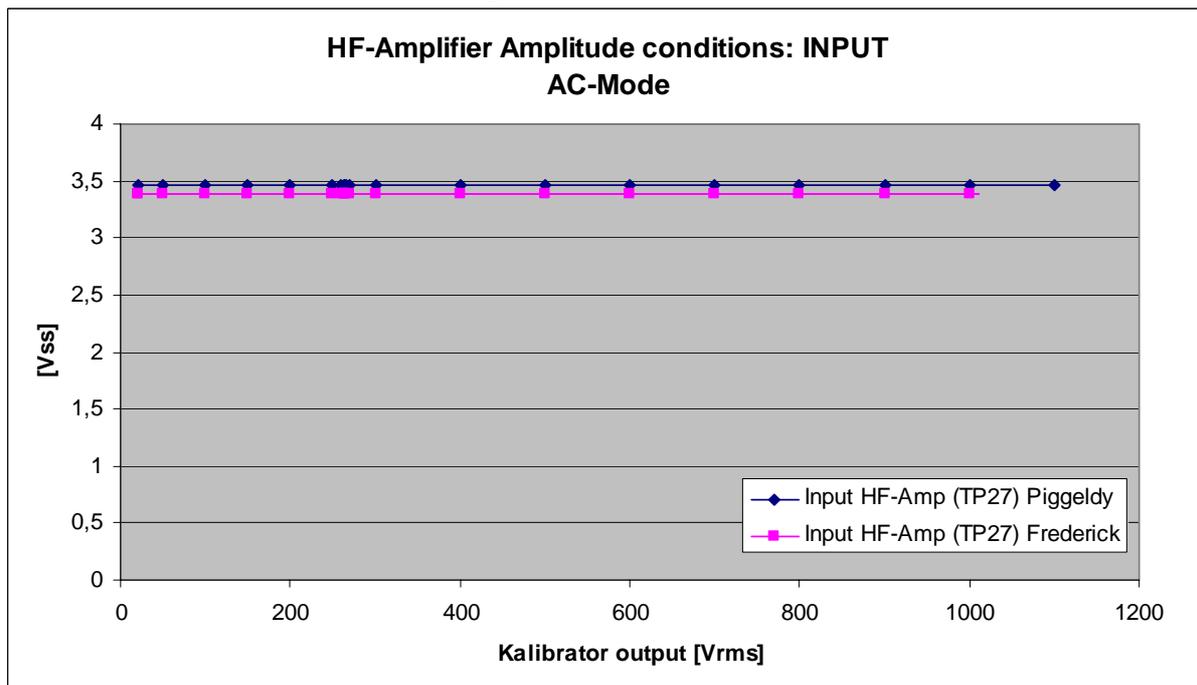


Abbildung 104: Vergleich "HF-Amp Input"

HF-Amp OUTPUT:

Die Ausgangsspannung scheint auch zu passen, wenn man von dem Knick durch den nicht korrekt kalibrierten Tastkopf einmal absieht.

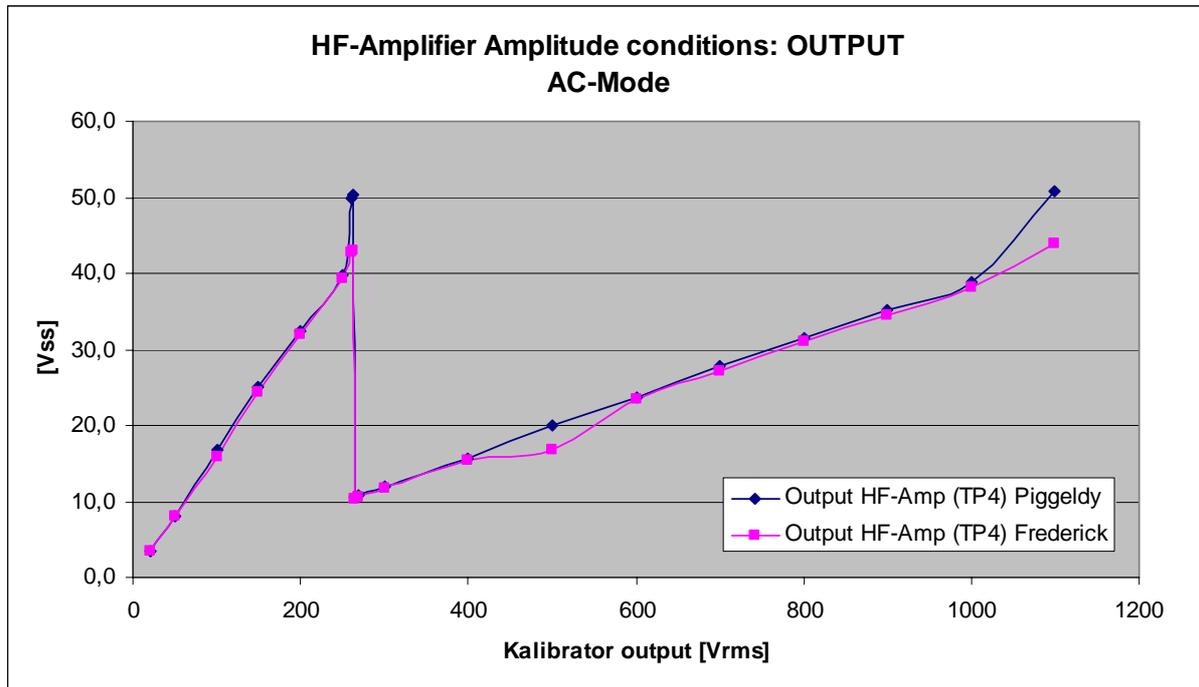


Abbildung 105: Vergleich "HF-Amp Output"

HF-Amp GAIN:

Die daraus berechnete Verstärkungskurve des HF-Amps zeigt: leichte Unterschiede im Verstärkungsverlauf, dennoch: die Steilheit ist unuungefähr gleich, also auch hier wohl alles ok.

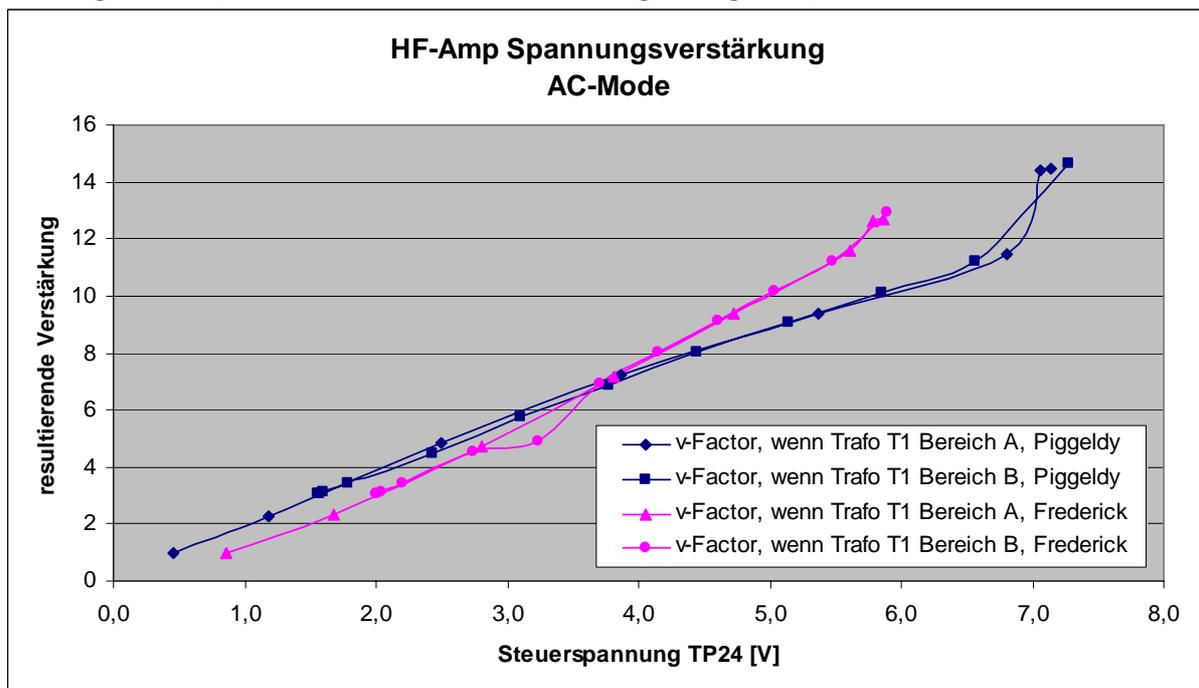


Abbildung 106: Vergleich "HF-Amp Verstärkung"

HF-Amp DC-Bias:

Frederick hat etwas höheren Ruhestrom (15mA) als Piggeldy (12mA). Macht aber nix, ist sicher Einstellungssache.

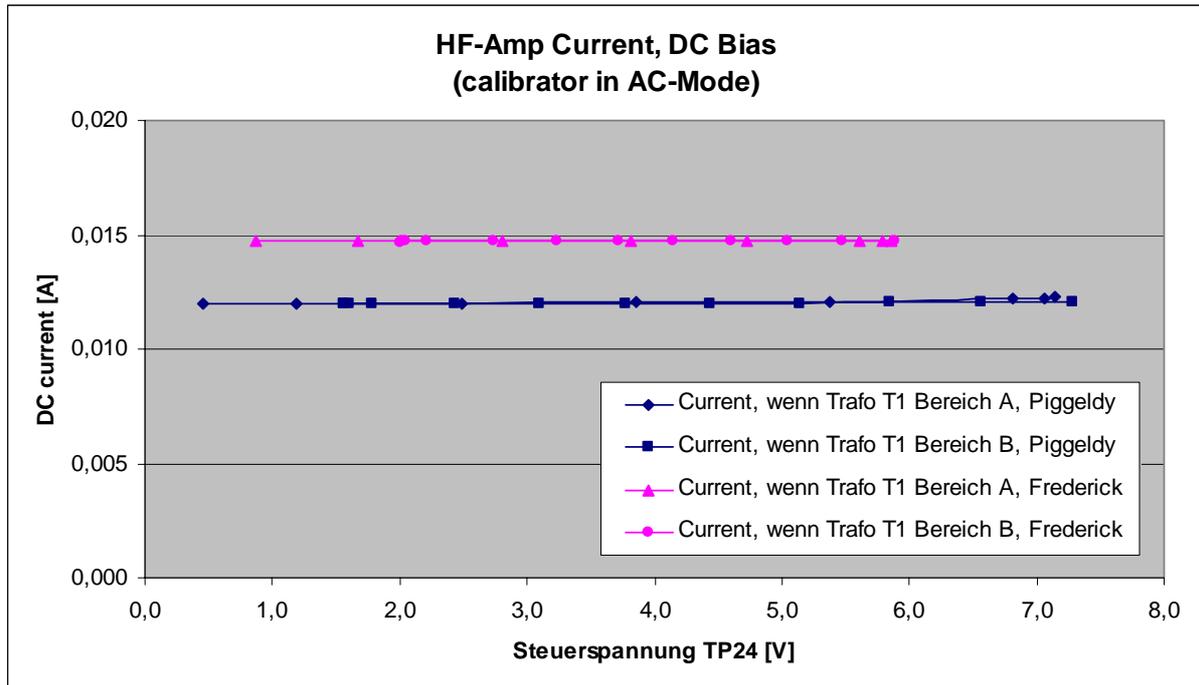


Abbildung 107: Vergleich "HF-Amp Ruhestrom"

HF-Amp AC-Strom:

Beide HF-Amplifier liefern in dem getesteten Aussteuerungsbereich Ausgangsströme zwischen 0,5 und 4mA RMS. Sieht mir ok aus.

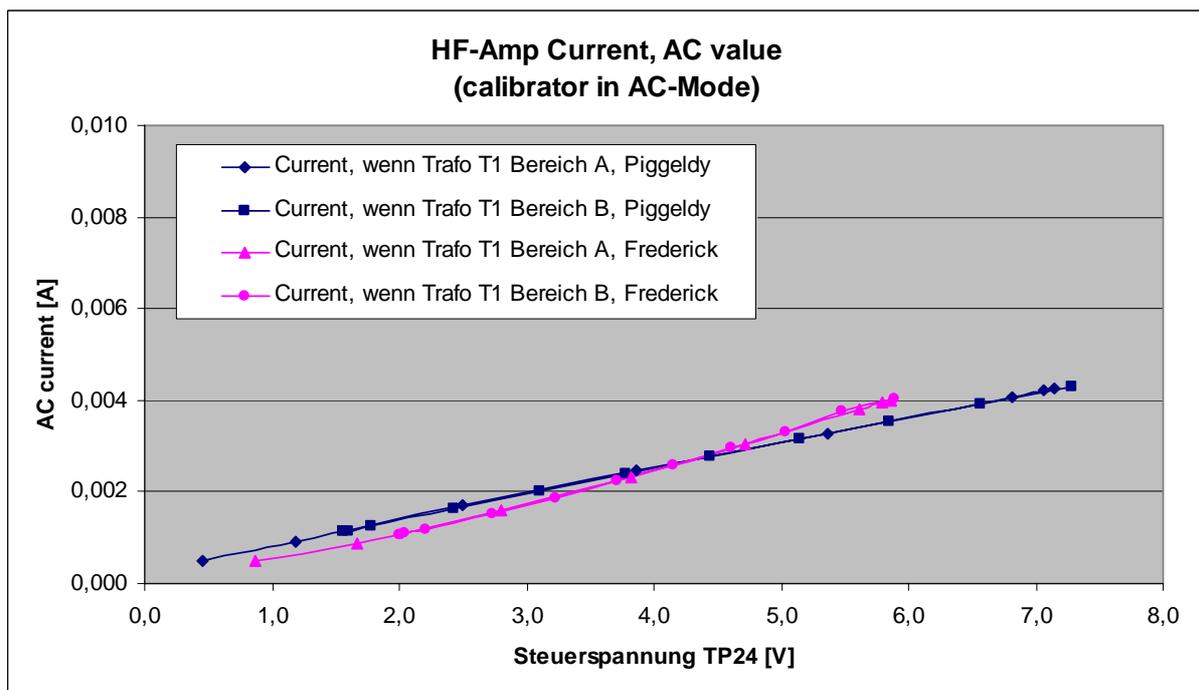


Abbildung 108: Vergleich "HF-Amp Wechselstrom"

HF-Amp OUTPUT = LF-Amp INPUT:

Ausgangsspannung: ok. Spitze vermutlich durch nicht korrekt kalibrierten Tastkopf in Stellung "10x".

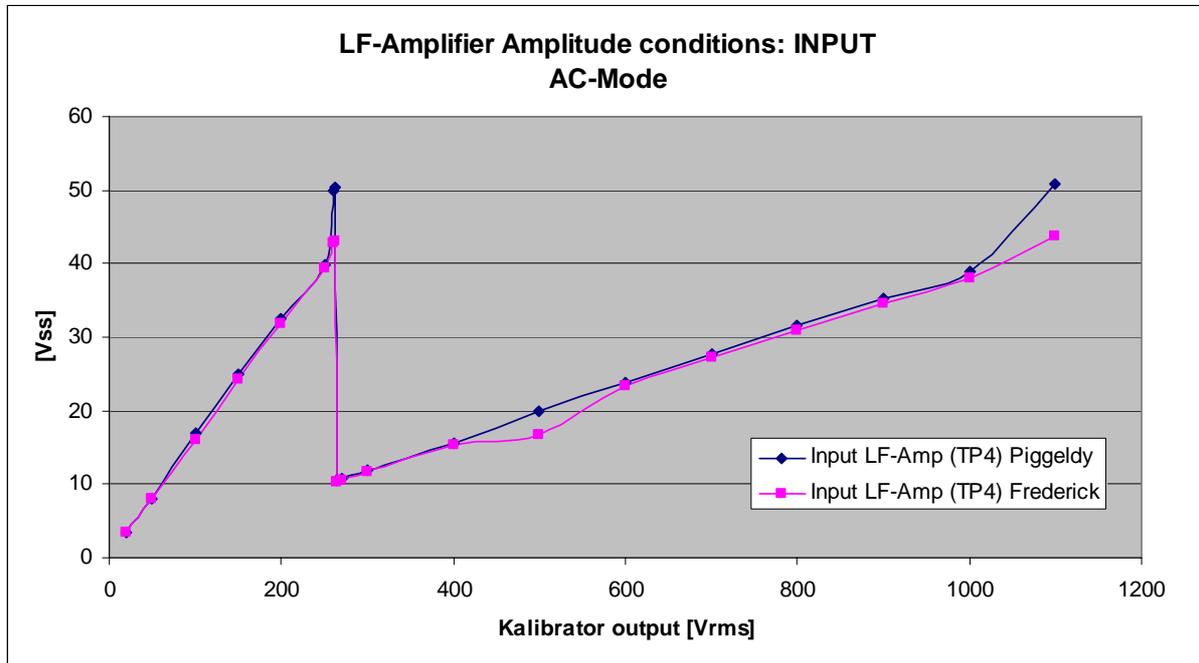


Abbildung 109: Vergleich "HF-Amp Output"

LF-Amp GAIN:

Frederick scheint einen etwas höheren Verstärkungsfaktor mitzubringen als Piggeldy, aber der Unterschied ist minimal. Eine kleine nicht erklärbare Beule bei 500Vrms Ausgangsspannung bei Frederick. Vielleicht Messfehler? Hmm...

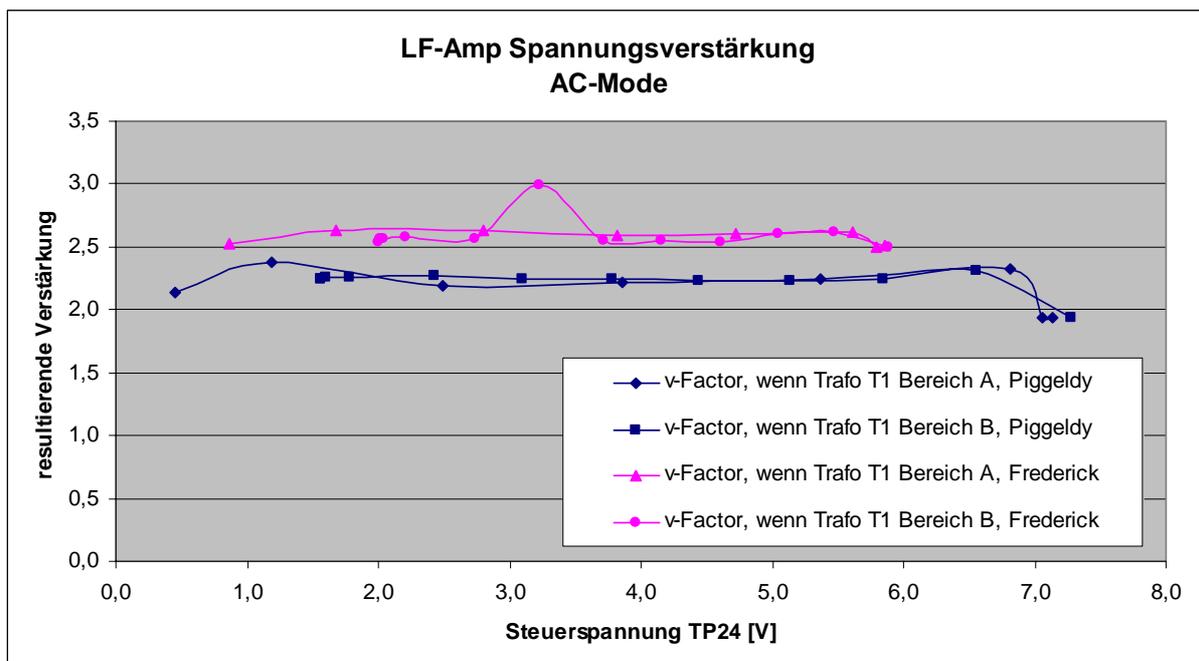


Abbildung 110: Vergleich "Verstärkungsfaktor LF-Amp"

LF-Amp DC-Bias:

Dieselben Tendenzen in beiden Baugruppen => ok

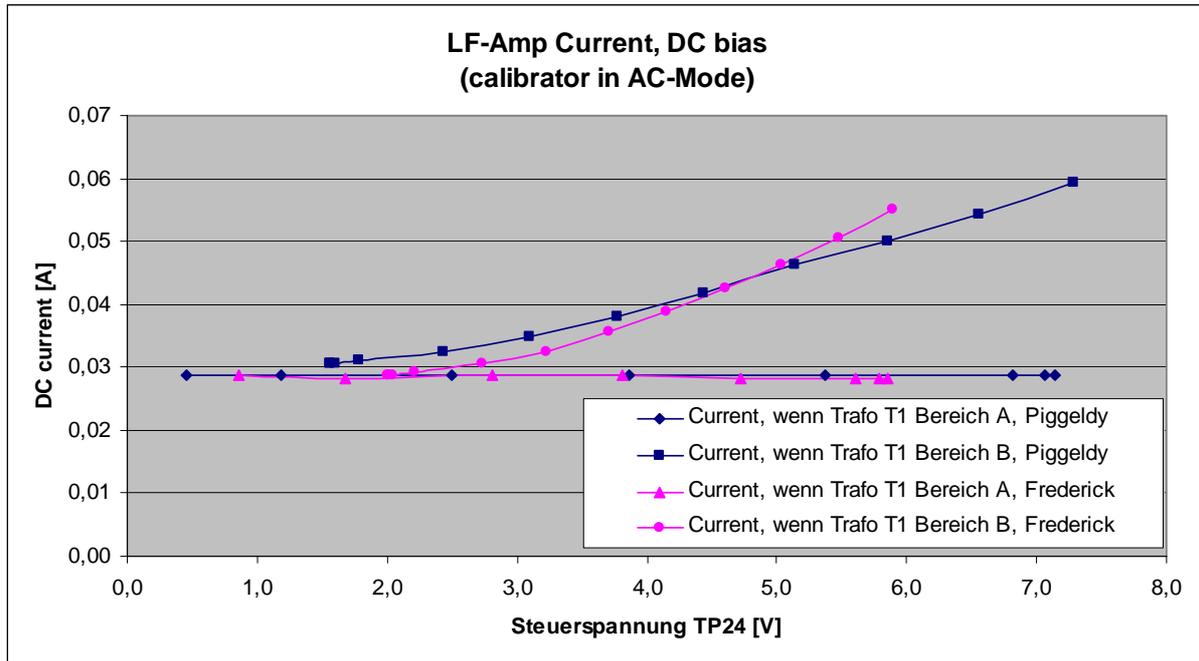


Abbildung 111: Vergleich "Ruhestrom LF-Amp"

LF-Amp AC-Strom:

auch hier: identisches Verhalten, daher wohl alles ok.

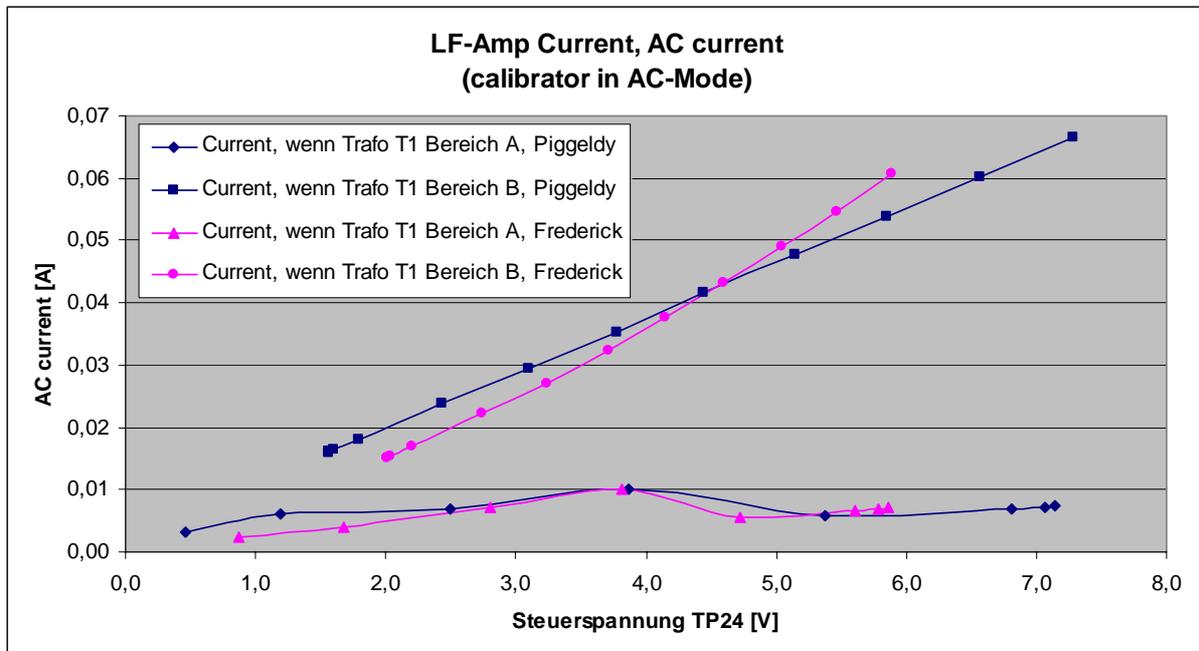


Abbildung 112: Vergleich "Wechselstrom LF-Amp"

Rückrechnung des Trafo-Übersetzungsverhältnisses:

Bei Anzapf A kommen beiden Leiterplatten auf ein u von knapp 3. Unterschiede gibt es jedoch im Anzapf B: Frederick suggeriert eine geringere Übersetzung von ca. 10; während Piggeldy sich mit einem Faktor von über 11 übersetzt sieht. Naja, wäre interessant, den Grund rauszufinden (ich vermute stark die nicht kalibrierten Tastköpfe), aber wir sind ja wegen etwas Anderem hier.

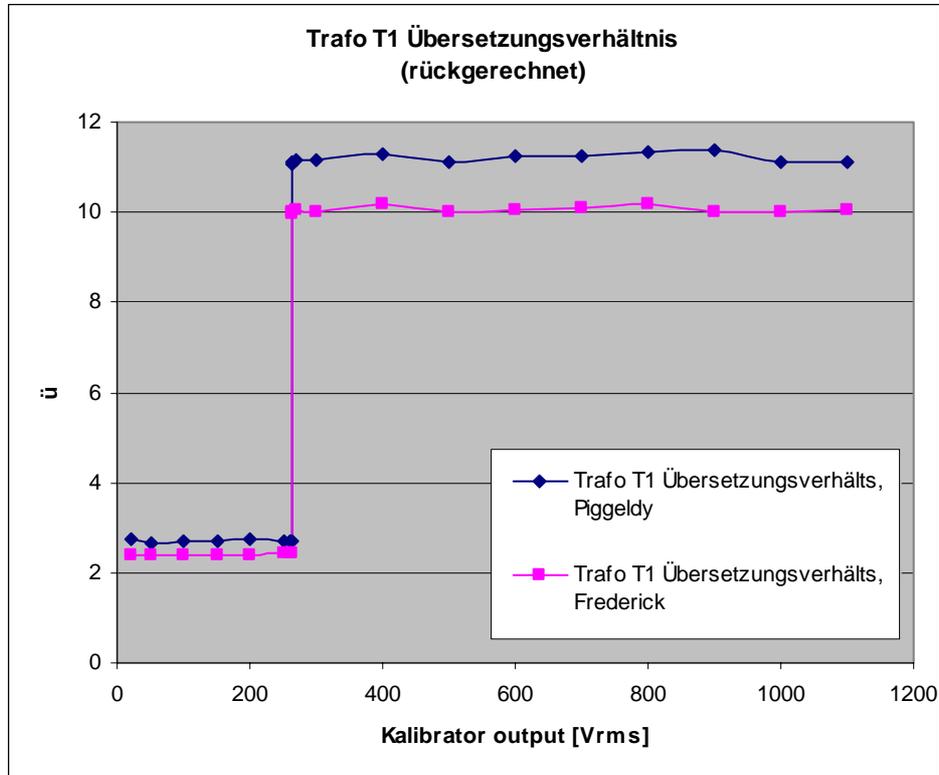


Abbildung 113: Trafo T1 Übersetzungsverhältnis

26.3 Betrieb bei "Gleichspannung" (Vergleich)

Steuerspannung:

Die Steuerspannung wird in ähnlichen Grenzen wie im AC-Modus benutzt. Zwischen 1V und 6,5V bei Frederick.

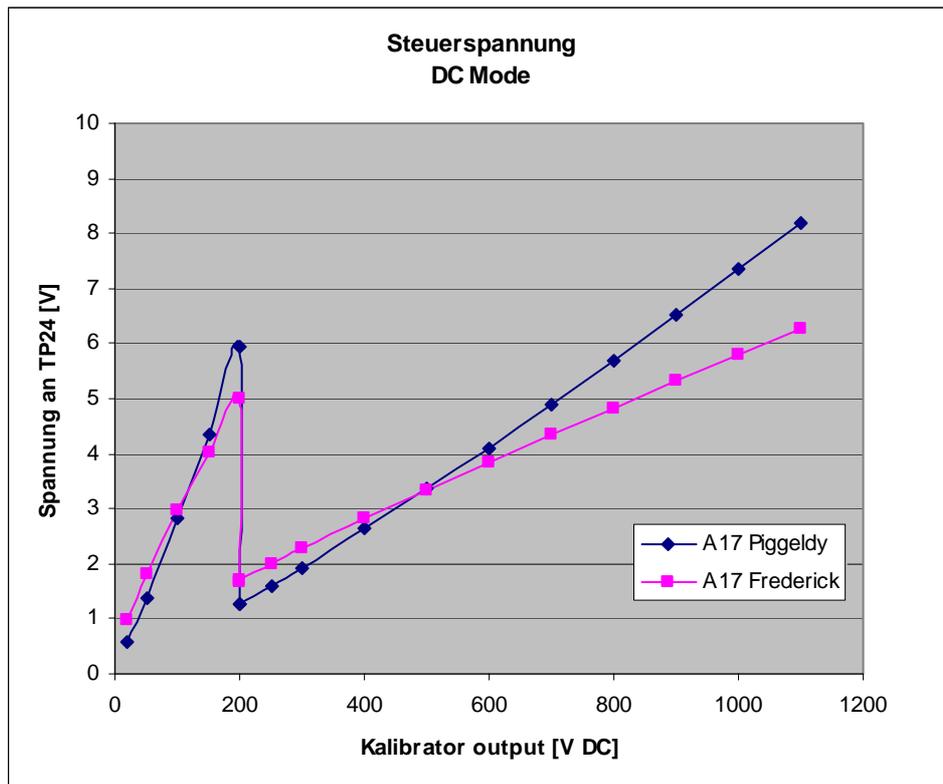


Abbildung 114: Vergleich Steuerspannung

HF-Amp INPUT:

Das Manual sagt, dass im DC-Modus auf eine (Wandler-)Frequenz von 2kHz geschaltet werde und sich gleichzeitig die Kurvenform ändert. Wie, sagen sie nicht. Aber technisch Sinn macht hier eine möglichst rechteckige Ansteuerkurvenform, um einen möglichst guten Wirkungsgrund zu erhalten. Zu rechteckig darf es dann aber auch wieder nicht sein, um nicht zu viele Oberwellen zu erzeugen, die dann später wieder Ärger im Ausgangssignal machen. Somit bin ich nicht erstaunt, dass ich als Kurvenform sowas wie ein "angeschliffenes" Rechteck sehe. Erstaunen tut mich aber doch, dass die Wandlerfrequenz eine andere ist, als das Manual sagt. Ich lese eine Periodendauer von ca. 1,034ms ab; das entspricht etwa 980Hz. Tja....nicht die erste Ungereimtheit zu den Unterlagen, die ich hier erkenne.

Die Ansteuerung des HF-Amplifiers scheint bei der Referenz (A17 Piggeldy) als auch bei A17 Frederick sich gleich zu verhalten. Ein wenig knickt die Amplitude des Oszillators ein, aber das passiert bei beiden gleichermaßen.

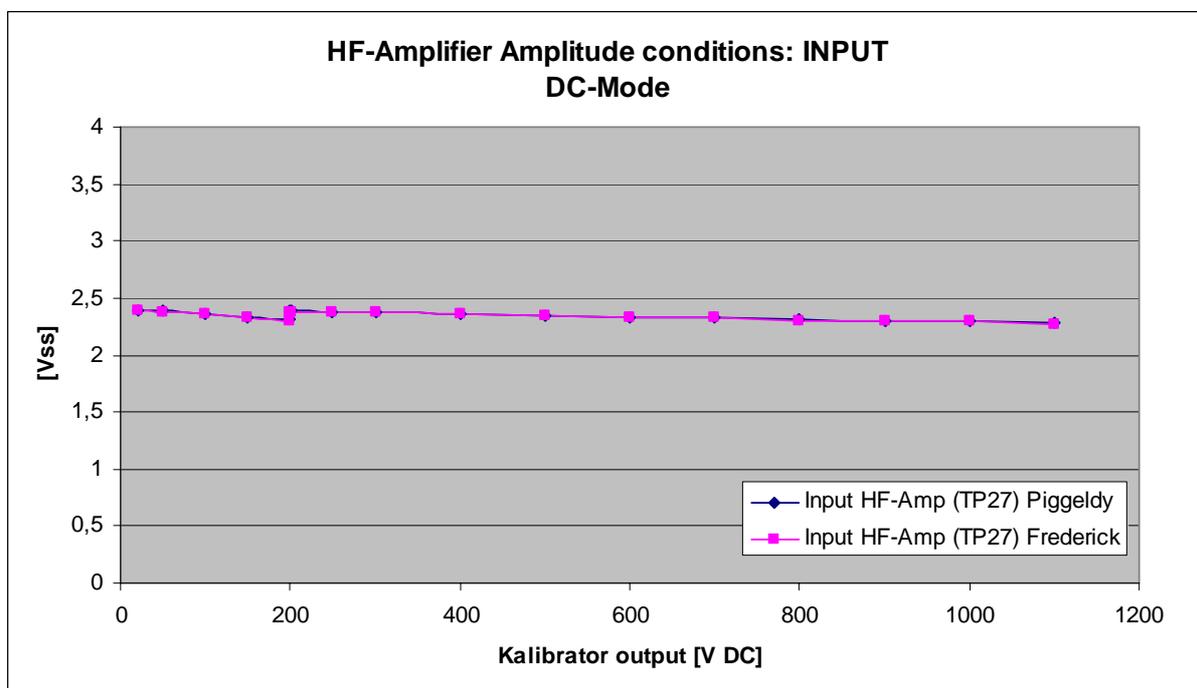


Abbildung 115: Vergleich HF-Amp Input

HF-Amp OUTPUT:

Der HF-Amp macht brav dieselbe Ausgangswellenform, mit der man ihn auch vorne füttert.

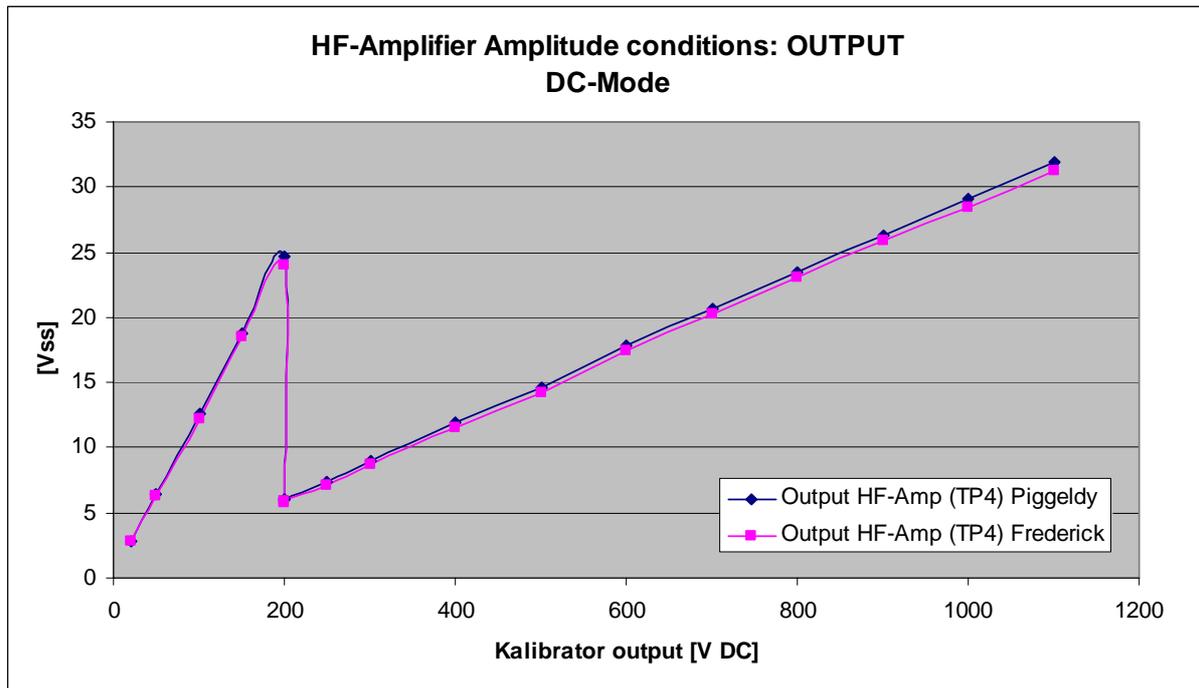


Abbildung 116: Vergleich HF-Amp OUTPUT

HF-Amp GAIN:

Die durch die Steuerspannung eine einstellbare Verstärkung liegt zwischen etwa 1 und 14.

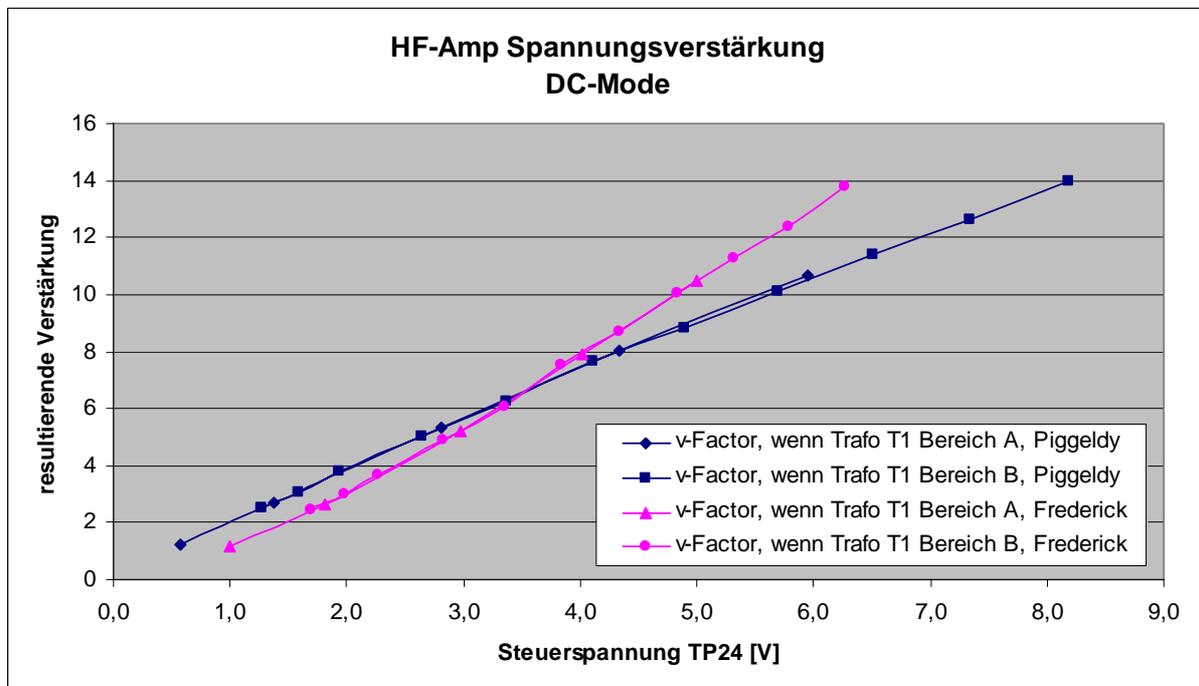


Abbildung 117: Vergleich HF-Amp Gain

HF-Amp DC-Bias:

Der Ruhestrom bei Frederick liegt bei konstanten 12mA. Piggeldy hat einen etwas geringeren Ruhestrom von ca. 9,5mA. Das liegt aber alles im Rahmen.

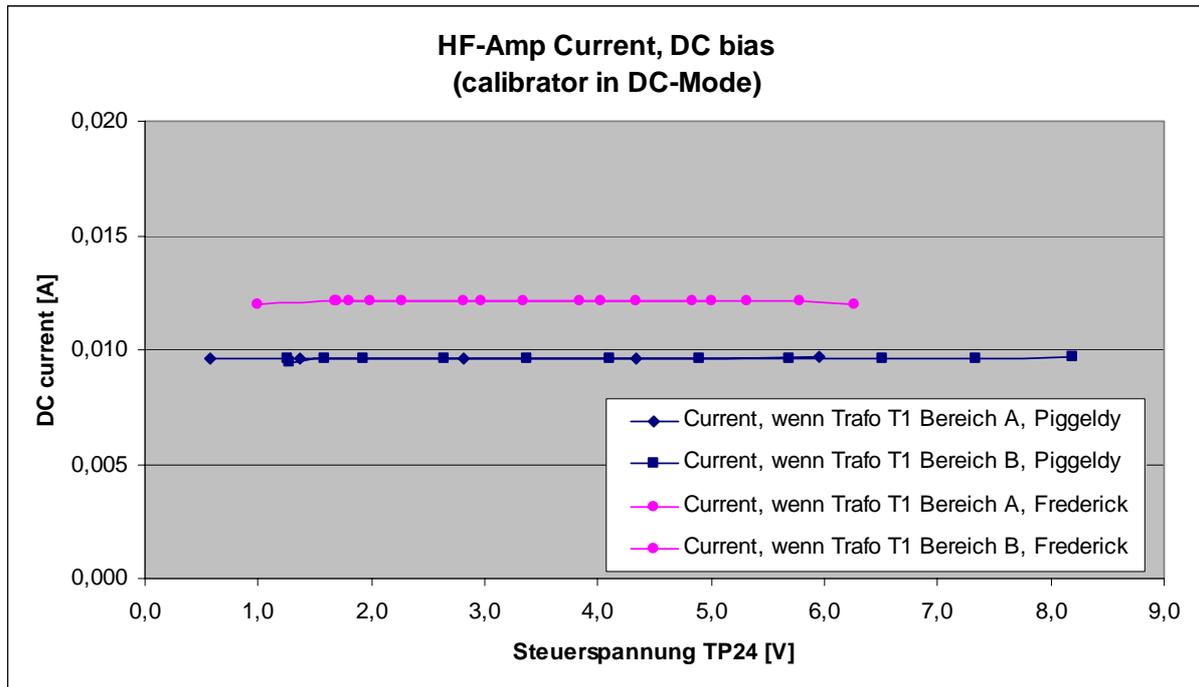


Abbildung 118: Vergleich Ruhestrom HF-Amp

HF-Amp AC-Strom:

Die durch die Endstufe des HF-Amps fließender Wechselstrom ist bei Frederick und Piggeldy je ca. 3mA (bei maximaler Ansteuerung).

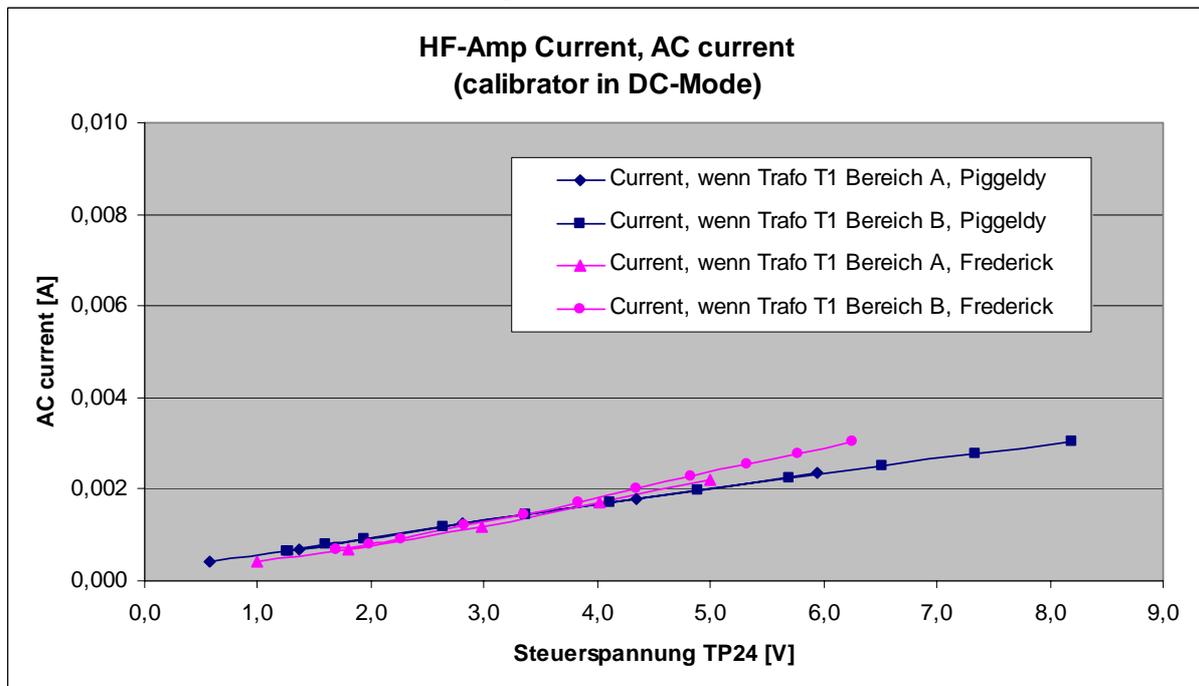


Abbildung 119: Vergleich Wechselstrom HF-Amp

LF-Amp OUTPUT:

Jetzt geht's los. Wir treffen alte Bekannte wieder: den leichten Zacken in der positiven Flanke der Wellenform. Ab einer eingestellten Kalibratorspannung von 800V DC sehe ich am Ausgang des LF-Amps eine kleine Spitze im positiv ansteigenden Teil der Wellenform. Diese "Zacke" wird immer ausgeprägter, je näher ich an den Maximalbereich (1,1kV DC) komme. Warum, werden wir gleich sehen.

Ansonsten: Trotzdem wird -zumindest kurzzeitig- noch die geforderte Ausgangsspannung erreicht. Die beiden Kurven von Piggeldy und Frederik liegen fast deckungsgleich aufeinander.

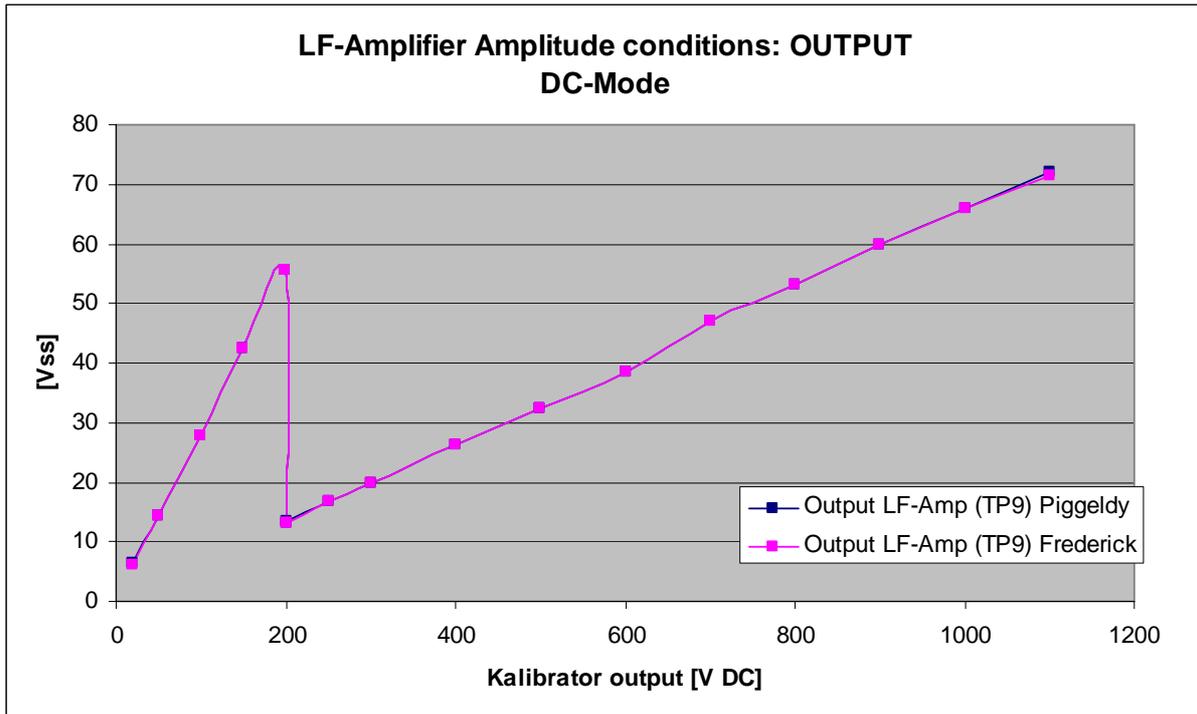


Abbildung 120: Vergleich LF-Amp OUTPUT

LF-Amp GAIN:

Die Verstärkung liegt durchgängig bei etwa 2,2.

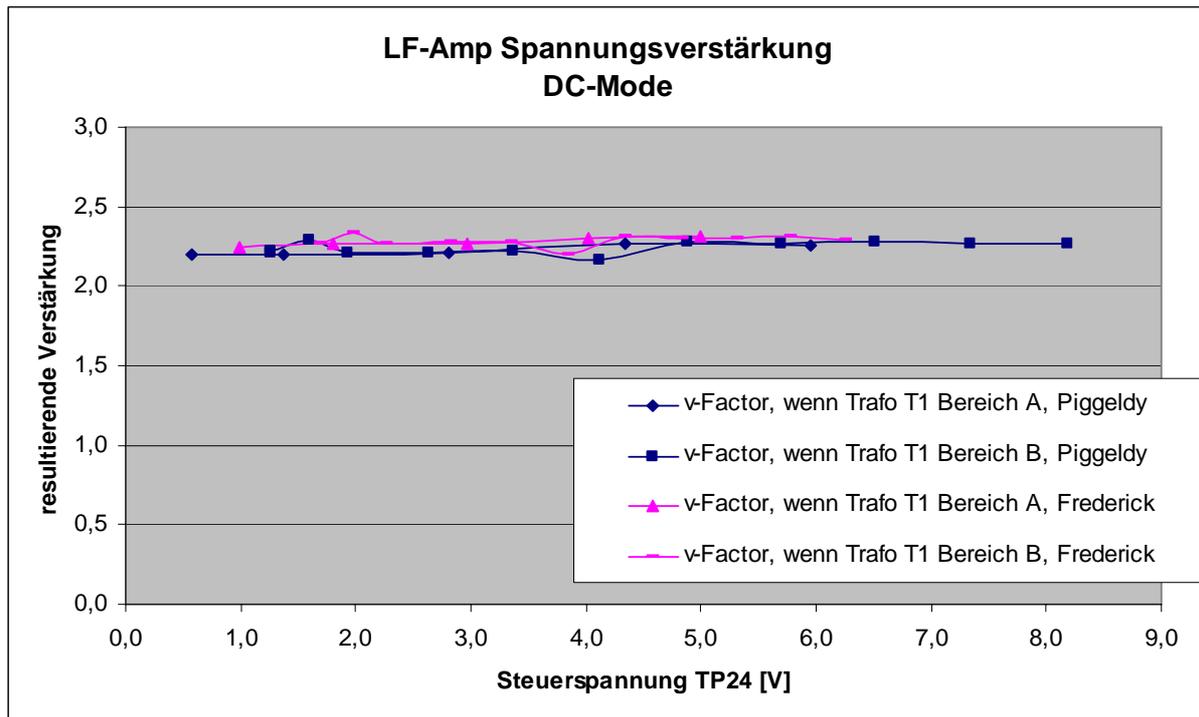


Abbildung 121: Vergleich LF-Amp GAIN

LF-Amp DC-Bias:

Jetzt kommen wir der Sache endlich näher! Im unteren Bereich (20VDC bis 199VDC) erkennen wir bei Piggeldy die uns gut bekannten ca. 30mA Ruhestrom, sehr konstant bis zum Ende des ersten Teilbereichs (199V DC). Frederick jedoch büchst hier bereits ab ca. 150V DC aus: der Ruhestrom sinkt auf unter 15mA!

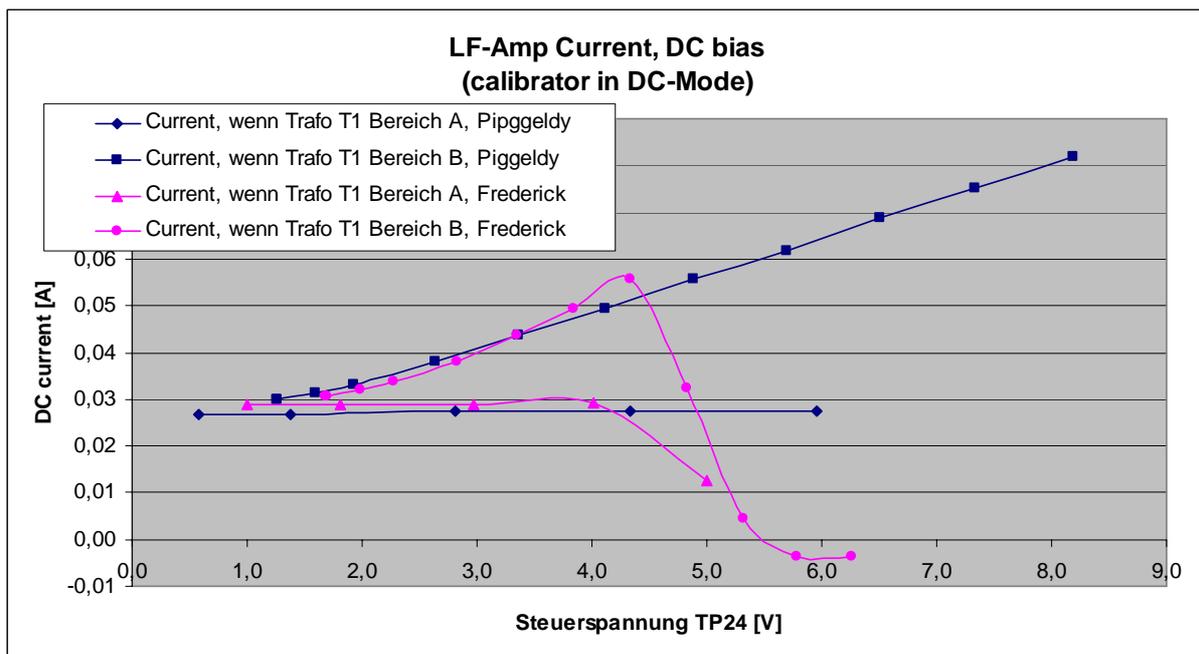


Abbildung 122: Vergleich LF-Amp Ruhestrom

Es wird noch schlimmer: in dem hohen Bereich 200V..1100V DC bricht der Ruhestrom durch die Endstufe des LF-Amps von Frederick offensichtlich ab ca. 700V DC Ausgangsspannung zusammen und wird sogar negativ! Kein Wunder, wenn dann hier Zacken in der Wellenform auftreten!

Gucken wir uns die Kurve noch einmal im Detail an (nur Frederick):

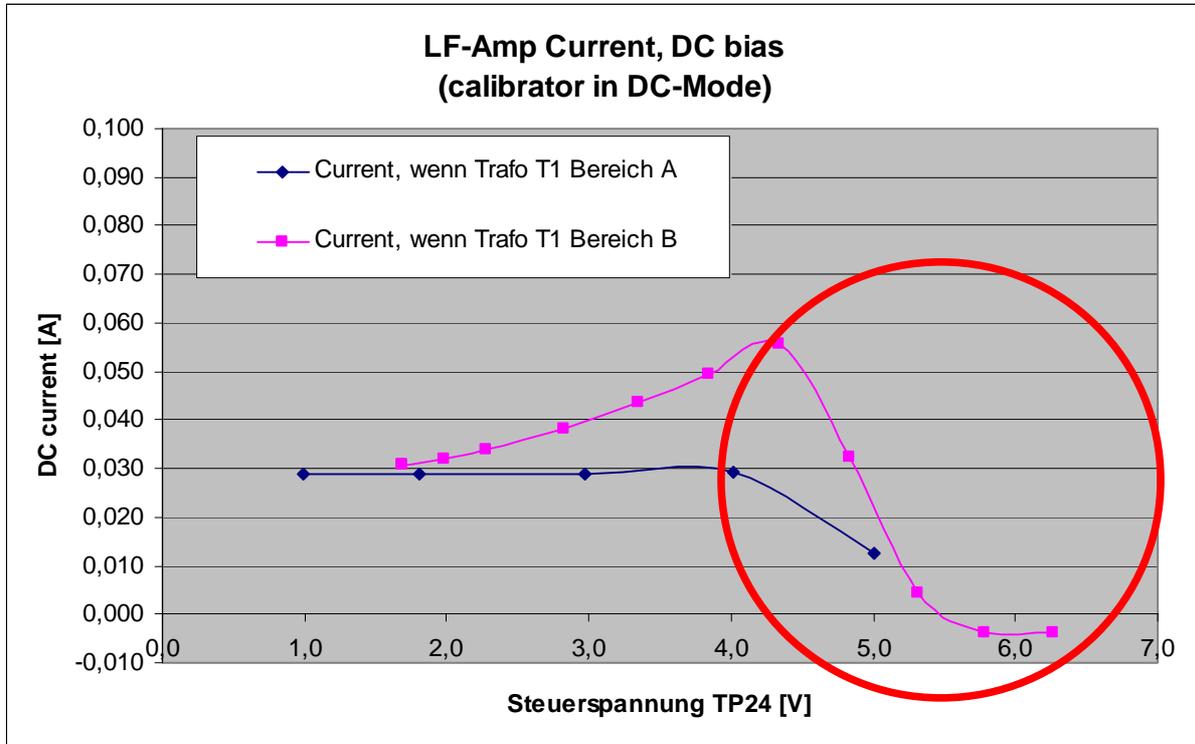


Abbildung 123: Ruhestrom bricht bei Frederick zusammen

Im rot eingekreisten Bereich passiert Mist! Alles bricht zusammen!

Quasi "dem guten Ton halber" nun noch der Wechselstrom. Nicht verwunderlich, dass auch der zusammenbricht:

LF-Amp AC-Strom:

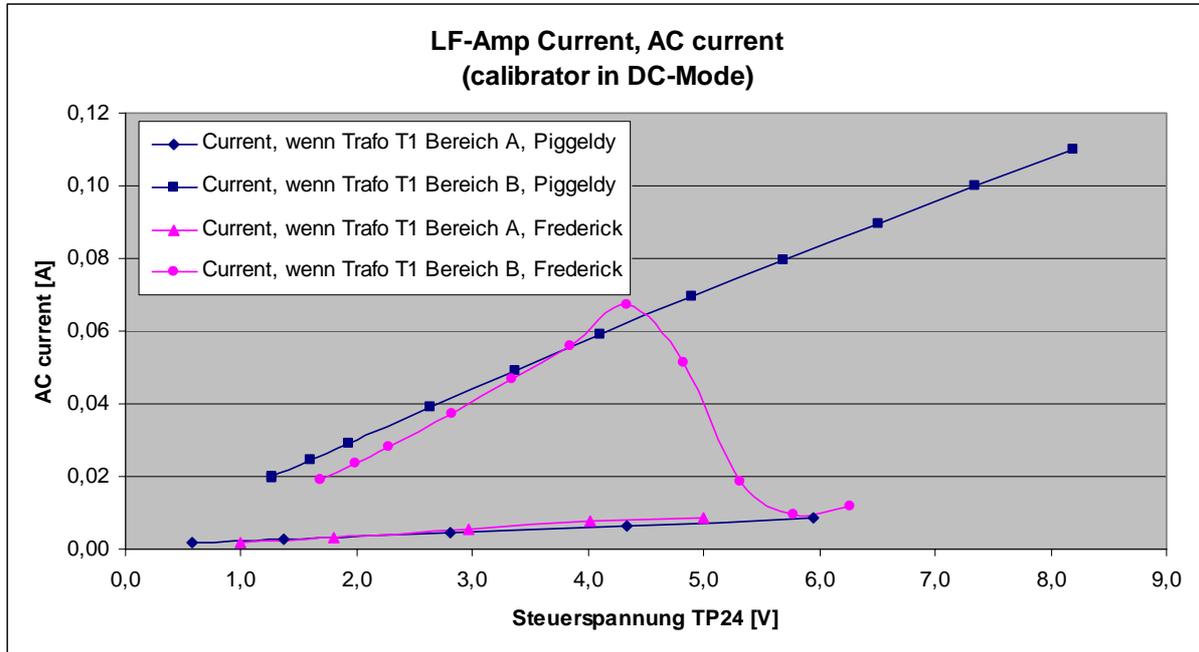


Abbildung 124: Vergleich LF-Amp Wechselstrom

TRAFO Übersetzungsverhältnis

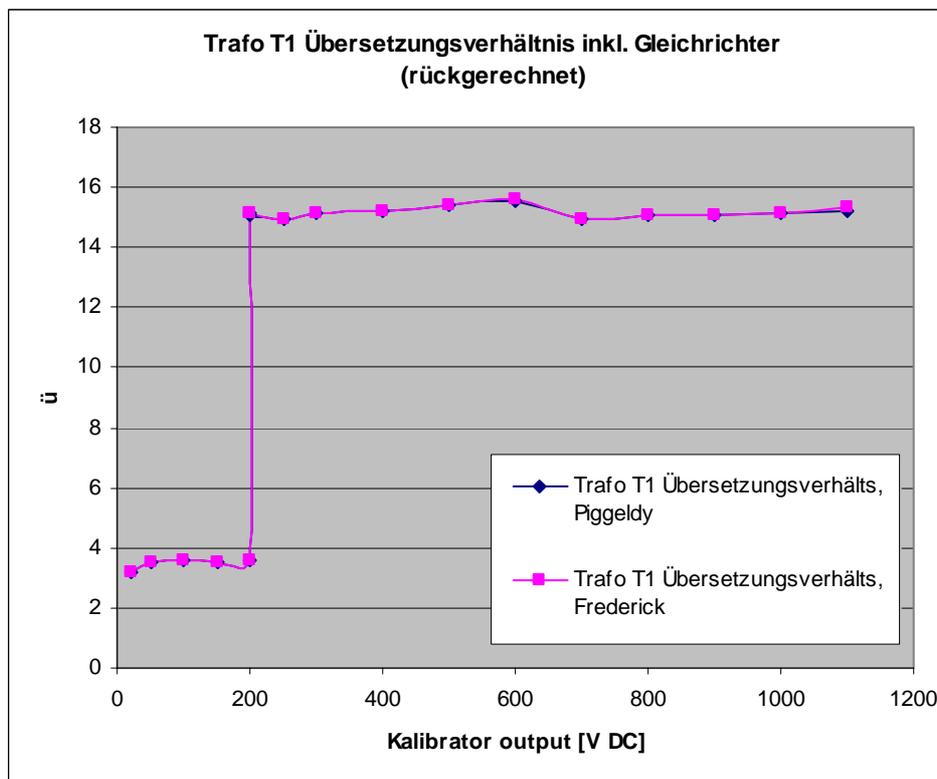


Abbildung 125: Trafo T1 Übersetzungsverhältnis

26.4 Was lernen wir daraus?

Erstens: Beharrlichkeit kommt ans Ziel.

Zweitens: Ich bin zwar noch nicht dort, aber nun weiß ich wenigstens, dass es überhaupt irgendwo ein Ziel gibt. Das ist ja auch schon mal was.

Nun muss ich heraus finden, warum der Ruhestrom im LF-Amp bei Kalibrator-Ausgangsspannungen $>700V$ DC zusammenbricht.

27 Schlusskapitel

Es ist wieder über ein halbes Jahr vergangen. Anstatt im Fluke 5100, habe ich im Garten herumgebastelt. Im Winter tonnenweise Schnee geschippt, unsere elektrischen Rolläden mehrfach(!) repariert (scheinen nicht wintertauglich zu sein), eine Entwässerungsrinne in den Garagenboden gefräst, mich über die schief gewordene Stützmauer auf unserem Hof geärgert und nun auch noch mit dem Ausbau eines weiteren Badezimmers begonnen.

Ich weiß ja, dass man bei seinen Projekten nie aufgeben darf und seine Ziele stets verfolgen sollte. Trotzdem muss man aber hin und wieder beurteilen, ob seine damals gesteckten Ziele heute immernoch sinnvoll sind. Und nun -nach knapp 3 Jahren- bin ich mir nicht mehr so ganz sicher, ob ein weiteres Festbeißen in A17 wirklich noch zu rechtfertigen ist, wenn so viele andere schöne Dinge im Leben auf einen warten. War das Anfangs-Ziel nicht sowieso "nur", einen funktionierenden Fluke 5100 zu haben? Muss es denn zwangsweise Frederick's A17 sein, der mir zur Erfüllung dieses Ziels noch im Weg steht?

27.1 Der Weg des geringsten Widerstandes

Es gehört manchmal schon einiger Mut dazu, seine eigenen Ziele auf den Prüfstand zu stellen und neu zu beurteilen. Doch je länger ich an diesem Projekt arbeite, desto mehr bin ich der Überzeugung, dass es jetzt endlich Zeit für ein Ende ist (und alle Leser, die bis hierhin durchgehalten haben, sicher auch). Um das Ziel "funktionstüchtiger Fluke 5100" zu erreichen, muss ich doch A17 aber gar nichts zwangsweise reparieren- die A17 von Piggeldy funktioniert doch! Ich könnte also einfach den schnuckligen Piggeldy als Grundlage benutzen, dort die heile Wideband-Unit aus Frederick reinstecken, kurz prüfen, ob alles geht, und schon wäre das Ziel erreicht!

So machen wir es. Obwohl ich vermute, dass ich bei A17 jetzt ganz kurz vor dem endgültigen Durchbruch stehe (ich tippe im Moment auf eine nicht ausreichende Stromverstärkung der Treibertransistoren, weshalb der Ruhestrom durch die Endstufe zusammenbricht*!), wird diese Aktivität nun eingestellt.

Gelernt habe ich aber trotzdem was. Spätestens, dass man manchmal ganz andere Wege suchen muss, wenn auf dem aktuellen Weg kein Ende in Sicht ist.

* Das wäre übrigens eine mögliche Erklärung dafür, warum ich einfach keine Fehler mehr finden konnte: es gibt gar keinen Fehler mehr in A17, sondern nur noch eine Performance-Einschränkung; z.B. durch mangelnde Stromverstärkung in einigen Transistoren. Schließlich musste ich ja Ersatztypen verwenden und bin mir nicht sicher, ob die immer die korrekte Stromverstärkung erreicht haben! (Ich kannte ja auch keine Vorgabe, daher wäre dieses Thema dann ggfs. zu untersuchen!)

27.2 Piggeldy wird berühmt

Ich rüste also Piggeldy mit Fredericks funktionierenden Wideband-Unit aus und schalte ein. "Natürlich" funktioniert nicht gleich alles. Im Strommodus bei $I=1\text{mA}$ zappelt der Messwert schon wieder! Das darf doch nicht wahr sein! Aber dieser Fehler ist schnell gefunden. Ich bemerke nämlich ein leises, sporadisches Klicken auf der Ranging Unit. Und dann dämmert es mir: Piggeldy hat genau dasselbe Problem auf der Isolator-Unit (siehe Kapitel 2.2) wie einst auch Frederick! Die nicht ausreichend geschützten Gattereingänge wurden vermutlich durch unzulässig hohe Eingangsspannungen der Empfängerspulen zerstört; folglich wird Piggeldy intern nur noch mit Datenmüll versorgt und irgendwelche Relais klicken nur noch sinnlos hin und her.

Und tatsächlich: nach dem Einstecken der korrekt laufenden (und mit der Schutzschaltung versehenen) Isolator-Unit von Frederick ist der Fehler verschwunden. Kein Klicken mehr, der Strom von 1mA steht wie eine eins.

Ja, so macht das Reparieren auch hin und wieder mal Spaß.

Nun wird noch die Wideband-Unit getestet; mein URV35 mit Tastkopf NRV-Z4 zeigt exakt $0,00\text{dBm}$ an, sehr gut.

27.3 Ausklang

In den folgenden Tagen spiele ich noch ein wenig mit Piggeldy herum, aber glücklicherweise scheint in dieser Konstellation alles zu funktionieren! Frederick wird nun definitiv zum Ersatzteillager degradiert, in das ich vorerst keine Energie mehr stecken werde. Mit dem Wissen um

- eine defekte Isolator Unit (nämlich die defekte von Piggeldy)
- eine "defekte" A17 Amplifier Unit (bzw. nur mit Einschränkungen zu gebrauchen)
- eine defekte Wideband-Unit (nämlich auch die defekte von Piggeldy)
- einer jüngst festgestellten Auffälligkeit in der A11 Ranging Unit (vermutlich von dem vielen Rein- und Rausbauen der Leiterplatten verursacht; ich hatte bislang hier noch gar nicht darüber geschrieben)

ist Frederick nun wirklich nur noch als Baugruppenspender zu gebrauchen. Die Motivation, all seine defekten Module wieder in Ordnung zu bringen, ist bei mir nach so einer langen Laufzeit wirklich absolut "Null". Ich werde mich da wirklich nur noch heranwagen, wenn es gar nicht anders geht und ich dringende Ersatzteile für Piggeldy brauche.

28 Kalibrierung

Nun, dieses Thema wollte ich ja „irgendwann später“ lösen. Ich fürchte, nun ist es soweit: ich muss mich um eine gültige Kalibrierung kümmern, sonst machen die letzten drei Basteljahre keinen Sinn.

Dafür brauche ich professionelle Hilfe, denn hier stoße ich auch erstmal an meine Grenzen. Ich frage also meinen Kumpel aus dem Kalibrierlabor, wie man „Kalibratoren kalibriert“, denn er als Fachmann muss es ja wissen. „Mit einem HP3458A Multimeter“ kam die Antwort ohne auch nur eine Sekunde des Nachdenkens. Wie jetzt- ich kalibriere einen Kalibrator mit einem Multimeter???? Verkehrte Welt???

Nein- wie ich erfahre, sei das HP3458A inzwischen ein weltweiter Laborstandard. Mit seinen 8,5 Stellen Auflösung sei es derzeit so ziemlich das Genaueste, was man sich so noch „normal“ kaufen kann. Selbstverständlich verfügt das Kalibrierlabor auch gleich über mehrere dieser süßen Geräte. Und es kommt noch besser: über die Oster-Feiertage darf ich mir sogar eines davon ausleihen, wenn ich hoch und heilig verspreche, es unversehrt und ohne Kratzer wieder zurückzubringen! Ich verzichte auf die Frage, wie man denn wiederum ein HP3458A kalibriert, wenn dafür schon selbst ein –ziemlich aktueller- Fluke 5700 nicht mehr ausreicht (ich will es ja nicht auf die Spitze treiben ;-)) und freue mich stattdessen darüber, dass ich nun eine echte Chance habe, Piggeldy auf Herstellerspezifikationen hin zu bringen!

28.1 Fluke 341A, 335A, 5200A

Diese einmalige Chance nutze ich natürlich! Und so rattern dieses Wochenende gleich drei weitere Kalibratoren über mehrere Tage zum Aufwärmen im Bastelkeller hindurch (Aueia, auf die Stromrechnung freue ich mich jetzt schon!!!). Mit einem speziellen Kabel (1m RG58 Doppelkabel mit gemeinsamem Schutzleiter und vergoldeten Bananensteckern) wird nun kalibriert, was das Zeug hält. Mein Kumpel ist sogar so nett und kommt noch bei mir vorbei, um mir schließlich ein paar wertvolle Tipps zu geben. Das Thema „wo schließe ich die Erde“ (=Guard) an, wird bei dieser brutalen Auflösung auf einmal total wichtig! Und zum ersten Mal meine ich tatsächlich Auswirkungen von Zimmertemperatur oder sogar Schwankungen im Stromnetz zu messen. „Das ist der Grund dafür, warum Kalibrierlabore eine gefilterte Stromversorgung haben“, lerne ich. Klar, wenn man mit bis zu 8 Stellen hinter dem Komma misst, scheint sich irgendwie „alles“ auf das Messergebnis auszuwirken.



Abbildung 126: Fluke 341 (oben) beim Kalibrieren mit HP3458A (unten)

Ich stelle also zuerst ein Thermometer auf. Knappe 20°C im Keller. Schon schlecht, denn laut Manual darf nur zwischen +22°C und +23°C mit kleiner 70% Luftfeuchte kalibriert werden. Ich kalibriere trotzdem, denn so eine Gelegenheit kommt so schnell nicht wieder.



Abbildung 127: Thermometer

Also kommt mein Fluke 335A dran.



Abbildung 128: Fluke 335A beim Kalibrieren

Und schließlich mein Fluke 5200A. Dabei stelle ich fest, dass der doch gar nicht (wie vorher angenommen) kaputt ist! :-)



Abbildung 129: Fluke 5200A beim Kalibrieren

28.2 Piggeldy wird kalibriert

Aber die härteste Nuss kommt jetzt: Piggeldy! Erst sah es ja alles ganz gut aus: schön viele Nullen hinter dem Komma.



Abbildung 130: Piggeldy wird kalibriert

Aber dann musste ich wieder dazulernen. Ich kam gerade bei der interessanten Spannung von 1kV an, da geht das Schrottwichteln wieder los. Piggeldy knurrt kurz auf und mein Herz schlägt wieder höher- jedoch nicht vor Freude.



Abbildung 131: alte Bekannte: Piggeldy mit seinem Kumpel „ERR6“

28.2.1 Zwischenreparatur

Was war passiert? Ich habe es relativ schnell herausbekommen: die geschirmten Anschlusskabel haben vermutlich einen Kurzschluss fabriziert, weil ich sie etwas ungeschickt eingesteckt hatte.



Abbildung 132: Spannungsüberschlag bei 1kV

In Abbildung 132 kann man wohl ganz gut erkennen, dass dieses Kabel wohl eher für kleine Spannungen gemacht ist also für sehr hohe Spannungen (im mV-Bereich wird die Abschirmung ja auch viel dringender gebraucht als bei etlichen hundert Volt).

Prompt ist natürlich wieder was kaputt gegangen. Eigentlich hat der Kalibrator für solche Fälle ja die Overload-Sicherung, doch die braucht natürlich ein paar Sekunden, bis der Prozessor die ausgelöste Overload erkannt und daraufhin den Ausgang des Kalibrators ausgeschaltet hat. Die flinke Sicherung war in diesem Fall einfach schneller; dadurch ist im Gerät eine Spannung komplett weggebrochen und hat andere Module am Funktionieren gehindert- ERR6 erscheint.

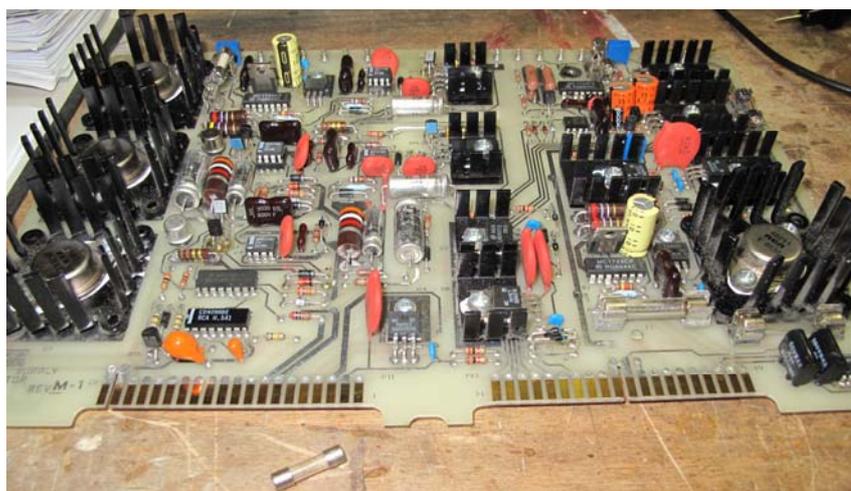


Abbildung 133: Netzteilplatine A3: Sicherung defekt

Nach dem Ersatz der Sicherung konnte es glücklicherweise mit der Kalibrierung wie geplant weitergehen!

29 Piggeldy's Isolator-Unit

Naja und letzten Endes konnte ich es natürlich wieder nicht lassen. Während Piggeldy noch ein paar Stunden warm läuft, habe ich dann doch noch schnell die Isolator-Unit von Piggeldy repariert (die steckte ja jetzt gerade defekt in Frederick). Ich hatte völlig richtig gelegen mit meiner Vermutung, dass dort das U24 IC (ein 74LS04) von den hohen Spannungsspitzen des Übertrager-Trafos gekillt wurde. Ich habe U24 also gewechselt und die Schutzschaltung nachgerüstet- danach funktionierte sie wieder.

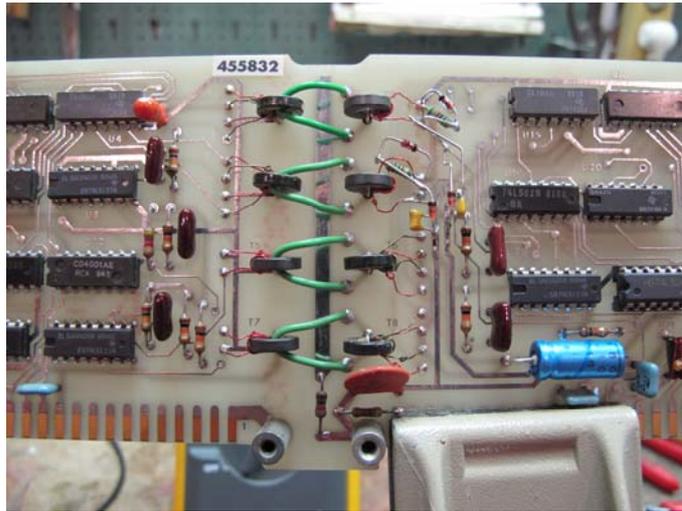


Abbildung 134: Isolator-Unit von Piggeldy- jetzt mit Schutzschaltung

Nun habe ich wenigstens wieder eine Reparaturreserve für den Fall, dass ich irgendwann einmal schnell „Baugruppentausch“ mit Frederick machen muss.

30 Fredericks Ranging-Unit A11

Durch diesen schnellen Erfolg motiviert, habe ich mal eben schnell alle Baugruppen, die ich sonst noch so fand, in Frederick reingestopft. So schlimm war es eigentlich gar nicht: Frederick lässt sich bedienen, und wenn man nicht gerade 1000V Gleichspannung eintippt (das war die Sache mit A17), also mit dieser Einschränkung leben kann, könnte man sich mit Frederick vielleicht sogar noch anfreunden!

Einen Fehler habe ich aber doch noch auf die Schnelle gesehen (wie könnte es anders sein; siehe Kapitel 27.3). Der Millivolt-Teiler scheint nicht angesteuert zu werden. Die ganzen Millivolt-Bereiche funktionieren also nicht, es sei denn, man drückt die „Override“-Taste, womit der Millivolt-Teiler (auf Kosten von schlechterem Signal-Rauschabstand) bewusst umgangen wird.

Und dann ging es wieder los. Mit meinen selbstgebauten Extender-Karten baute ich so einen dicken Kurzschluss, dass mir erst auf A3 die -15Volt, dann auf A11 ein Tantal-C in den -15V abrauchten. Dem ersten Ersatz-Tantal, den ich nach jahrelangem Herumliegen aus der Bastelkiste nahm, war sein kurzfristiger Einsatz wohl auch etwas zu "spontan", so dass er prompt

auch gleich „hoch“ ging. Erst der dritte Tantal-Kondensator arbeitete wie erwartet, so dass ich meine Suche in der Ranging-Unit endlich fortsetzen konnte.



Abbildung 135: schlecht gelaunter Tantal-Kondensator

Durch Schaltplanstudium verfolgte ich das Ausgangssignal von A17 (bei 1V Ausgangsspannung werden intern 10VDC erzeugt und dann mit dem Millivoltteiler durch 10 geteilt) bis auf die Ranging-Unit A11. Ein Relais K57, das ich erst im Verdacht hatte, entpuppte sich aber als einwandfrei in Ordnung. Nun konnte es nicht mehr viel sein, was noch zwischen Relais und Ausgangsbuchse lag: der Millivolt-Teiler an sich! Beim Durchmessen einer der drei 150Ohm-Widerstände.....

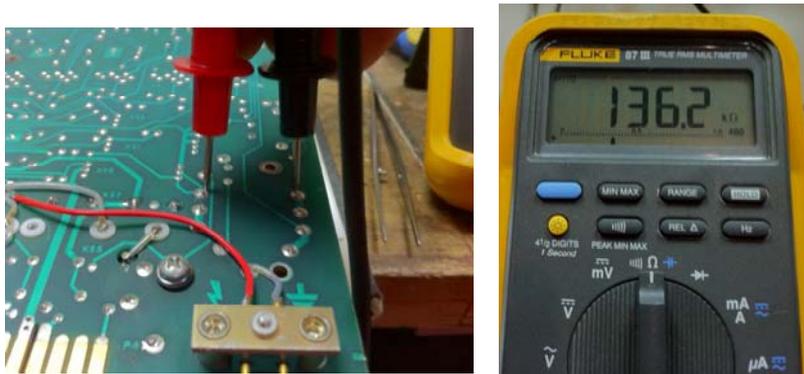


Abbildung 136: Millivoltteiler: eigenartiger Messwert...

....scheine ich getroffen zu haben. Ich löte das Teil aus (erinnere mich dabei wieder an Ralfs Hitzewarnung, aber was soll ich machen, die gewünschte dritte Hand zum Halten der Wärmefallenze ist mir noch immer nicht gewachsen) und siehe da:

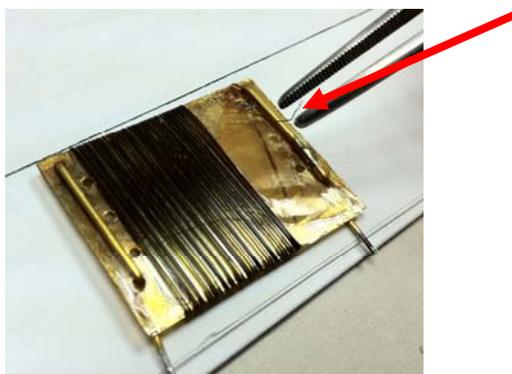


Abbildung 137: Referenzwiderstand Modell "upper Draht"

ein Wicklungsanschluss (die Präzisionswiderstände bestehen aus auf Glimmersubstrat aufgewickelter Widerstandsdraht) war von der Lötstelle abgegangen! Also schnell wieder angelötet- gemessen, und wieder rein damit! Klasse: dieser Millivolt-Teiler ist nun wieder funktionsfähig und der Fehler ist behoben!

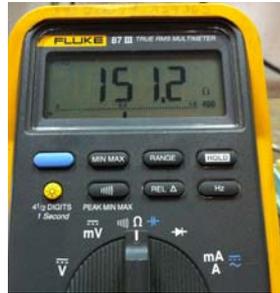


Abbildung 138: wieder heil: 150Ohm Referenzwiderstand

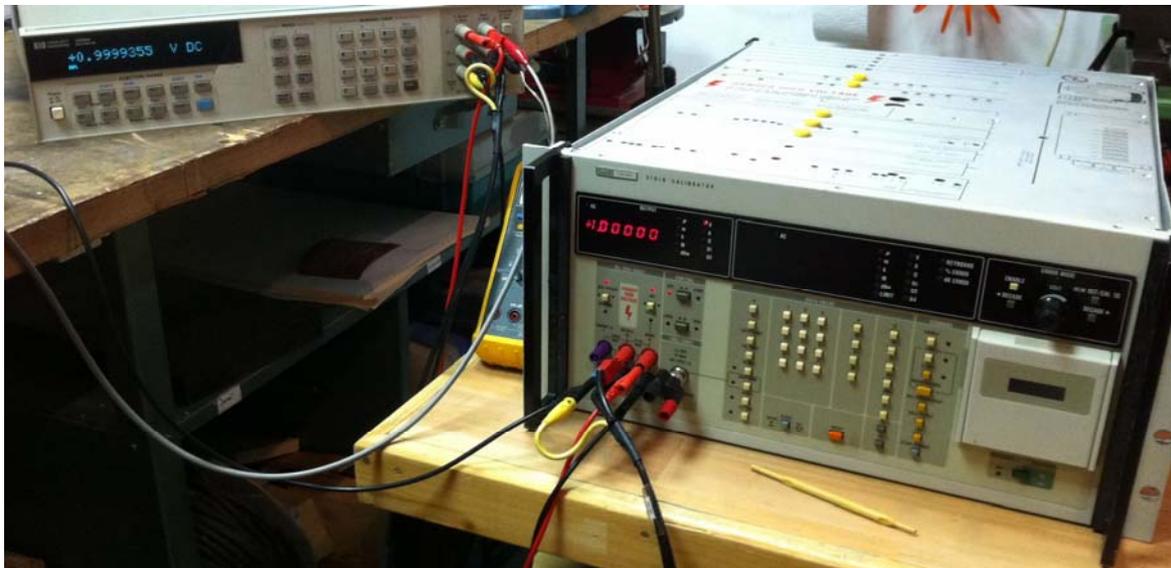


Abbildung 139: Millivolt-Teiler wieder ok!

31 Fredericks (Piggeldys) Wideband-Unit

Eine der Vorteile, die mir Piggeldy brachte, war eine Zusatzoption zum Kalibrieren von HF-Tastköpfen, „Wideband-Unit“ genannt. Die Option besteht aus zwei Baugruppen (A13) und bescherte mir ja damals nach dem ersten Einschalten ja auch gleich den ersten Kurzschluss (siehe Kapitel 9.1), woraufhin ich diese Baugruppe bis zum heutigen Tag erst einmal beiseite legte.

Durch den schnellen Erfolg von Fredericks A11 beflügelt, konnte ich es mal wieder nicht lassen und knöpfte mir also auch gleich noch schnell diese „kurzschlussige“ Wideband-Unit vor. Es war definitiv ein schöner Kurzschluss auf der -15V Betriebsspannungsleitung zu messen- solche Fehler sind mir (momentan) am liebsten, denn die findet man auch ziemlich schnell. Ich verfolge ich -15V-Leiterbahn und löte Stück für Stück alle Bauteile, die von dort abgehen,

aus. Nach dem Auslöten eines $4,7\mu\text{F}$ Tantalkondensators verschwindet der Kurzschluss. Bingo, ein Griff in die Bastelkiste und einen neuen reingelötet. Kurzschluss weg, gut!

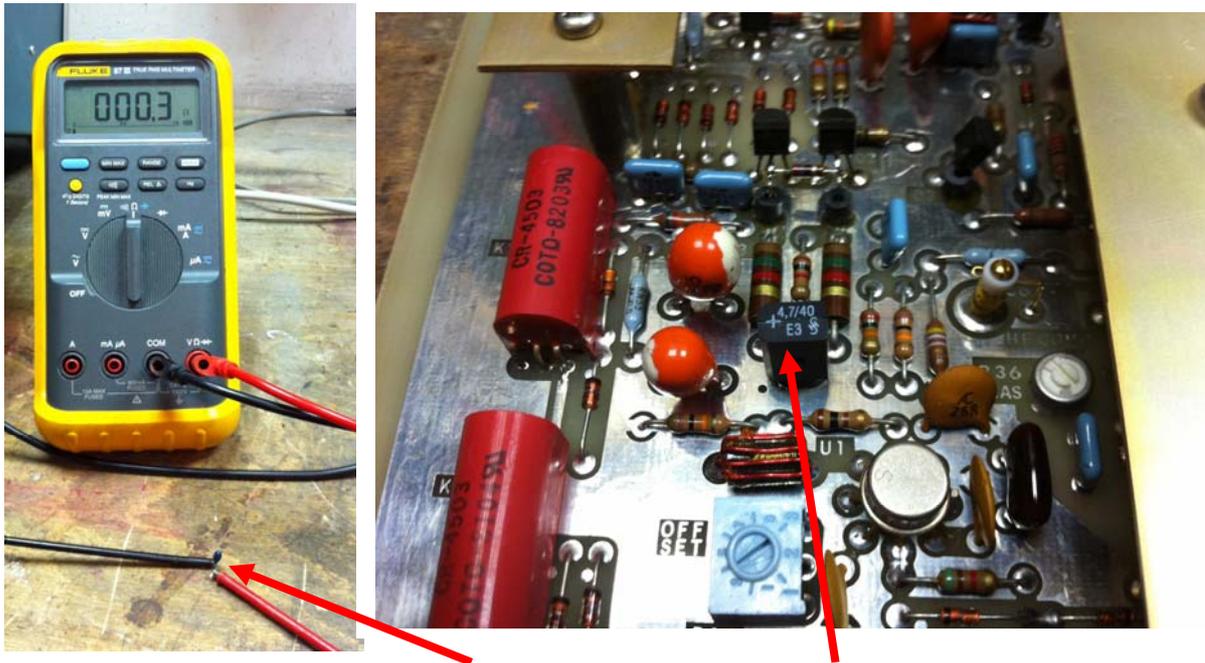


Abbildung 140: defekter Tantalelko (links) und neuer (rechts)

Ich prüfe noch schnell die zweite Baugruppe der Wideband-Unit auf ähnliche Phänomene, aber die zeigt erst einmal keine Kurzschlüsse. Also wage ich es, die Option in Frederick zu stecken und einzuschalten. Eine kurze Kontrolle der Netzteilspannungen- es scheint alles in Ordnung. Wenig später messe ich mit einem breiten Grinsen die ersten 0dBm Ausgangsspannung 😊

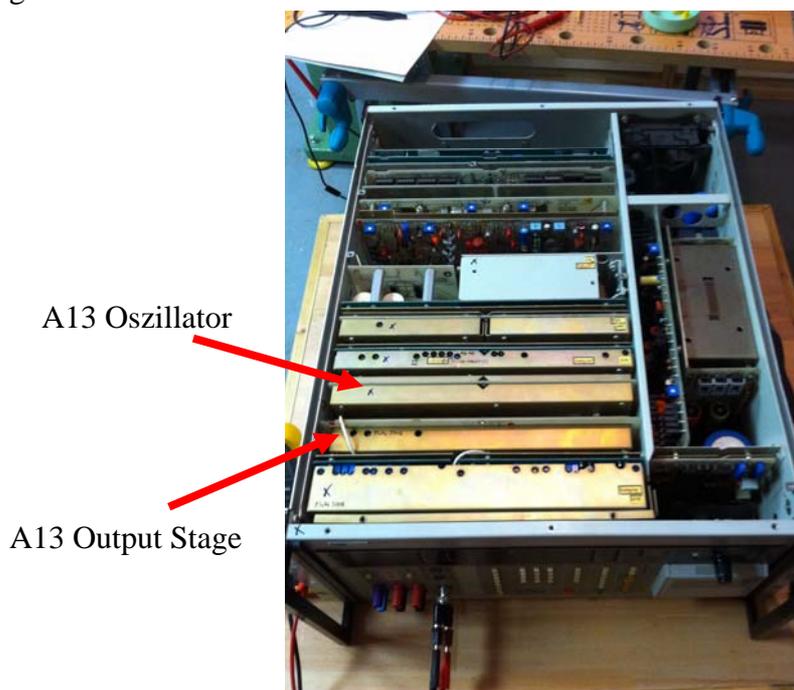


Abbildung 141: A13 Wideband-Unit (zwei Baugruppen)

32 Frederick beim Kalibrieren

Natürlich muss ich es jetzt ausnutzen, dass hier gerade noch das HP3458A steht. Also rolle ich auch Frederick an die hochgenaue Referenz und lass mich mal überraschen, was ich dabei alles so finden werde. Natürlich macht Frederick hier keine so gute Figur wie Piggeldy. Nicht nur, dass ich die Einschränkungen bei sehr hohen Wechsel- und Gleichspannungen beachten muss, zusätzlich bemerke ich auch, dass sich einer der eingebauten Referenzwiderstände nicht korrekt abgleichen lässt (der Verstellbereich reicht nicht aus), so dass bei Linksanschlag noch immer wenige Milliohm Abweichung stehen bleiben. Strenggenommen würde Frederick damit die Kalibration aber schon verfehlen.

Und natürlich- ich kann auch dieses mal der Versuchung nicht widerstehen.

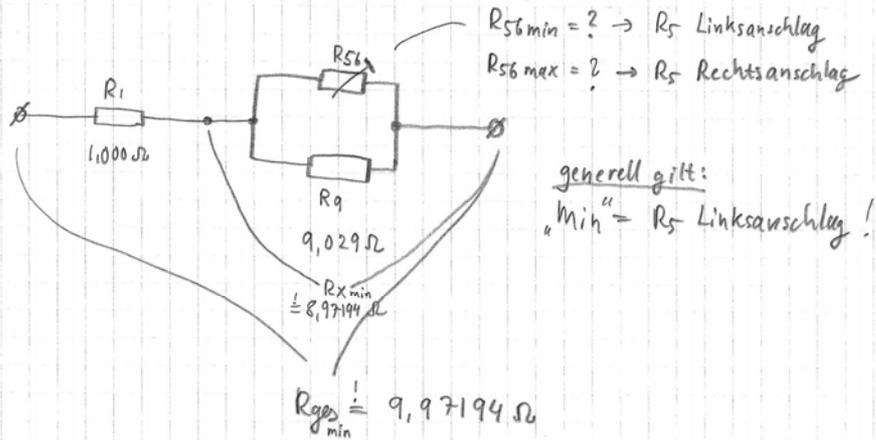
„Bekloppt“ wie ich bin, versuche ich das Problem nun auch noch von der wissenschaftlichen Seite her anzugehen. So kann man auch seinen Ostermontag-Morgen verbringen:

Es geht darum, den Abgleichbereich im 10Ohm-Bereich um 6 Milliohm in Richtung „niederohmiger“ zu verschieben. Der Grund: das für den Abgleich vorhandene Poti (R5 auf Baugruppe A11 Ranging Unit) reicht nicht aus, um wirklich exakt 10,000Ohm zu erreichen. Es bleiben selbst in der „Linksanschlag“-Stellung noch immer ~3Milliohm übrig, die man noch weiterdrehen müsste – leider ist das Poti da aber schon zu Ende ;-)

Ich sehe mir den Schaltplan an und rechne nun aus, welchen Parallelwiderstand ich wo anlöten müsste, um den Abgleichbereich um die gewünschten 6Milliohm (3 Milliohm nach unten, weil ich's zum korrekten Kalibrieren brauche und weitere 3Milliohm, damit das Poti R5 selbst dann nicht noch immer am Linksanschlag steht) Bereichsverschiebung zu erreichen. Ich male ein Ersatzschaltbild und brüte über einem einfachen Gleichungsumstellen. Selbstverständlich verrechne ich mich (sogar meine Frau, die nun auch noch Blut geleckt hat und – neben einem Kaffee- nun auch nach Bleistift und Papier verlangt) verrechnet sich...hihihi. Zu zweit kriegen wir es aber letztendlich doch noch heraus und hier ist also der offizielle Rechenweg (am Ostermontagmorgen zwischen Tasse Kaffee Nr.1 und Nr.2):

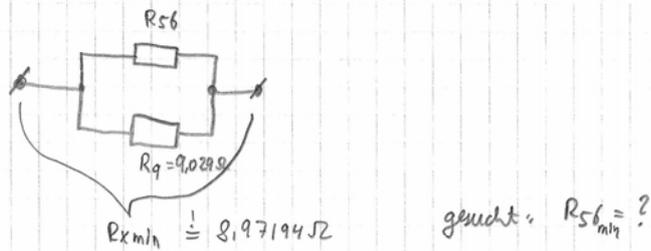
All Rangung Unit Frederick

Verschiebung der 10Ω-Dekade um 6mΩ zu niedrigeren Werten hin!



gesucht: Parallelwiderstand zu R_{56} , damit $R_{ges\min} = 9,97194\Omega$

① Vereinfachung:



$$R_{x\min} = \frac{R_{56\min} \cdot R_q}{R_{56\min} + R_q} \quad \text{Parallelschaltung von Widerständen}$$

$$R_{x\min} (R_{56\min} + R_q) = R_{56\min} \cdot R_q$$

$$R_{x\min} \cdot R_{56\min} + R_{x\min} \cdot R_q = R_{56\min} \cdot R_q$$

$$\frac{R_{x\min} \cdot R_{56\min}}{R_q} + \frac{R_{x\min} \cdot R_q}{R_q} = \frac{R_{56\min} \cdot R_q}{R_q}$$

Abbildung 142: Ostermontagfrühstück, Teil 1

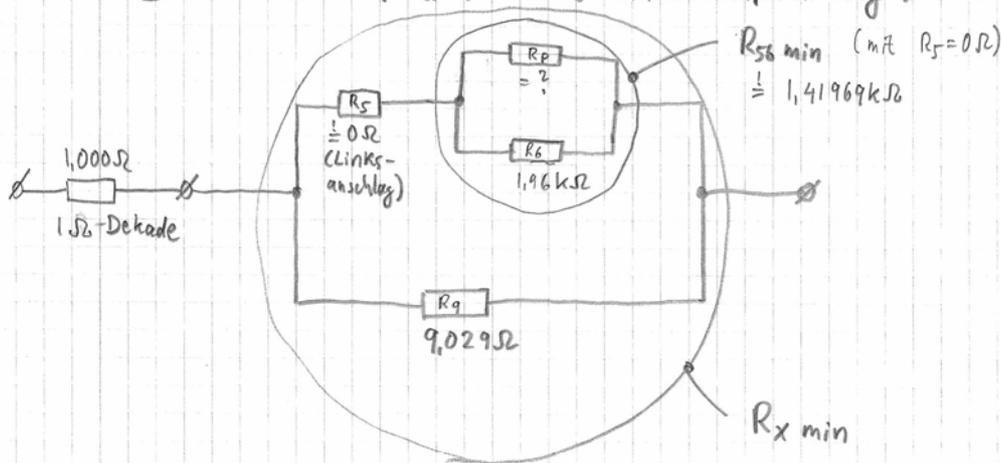
$$\frac{R_{x \min} \cdot R_{S6 \min}}{R_q} + R_{x \min} - R_{S6 \min} = 0$$

$$R_{S6 \min} \left(\frac{R_{x \min}}{R_q} - 1 \right) = - R_{x \min}$$

$$R_{S6 \min} = \frac{R_{x \min}}{1 - (R_{x \min}/R_q)}$$

$$\Rightarrow R_{S6 \min} = 1,41969 \text{ k}\Omega \quad (\text{mit } R_S = \text{Linksanschlag} = 0 \Omega)$$

② Parallelwiderstand für R_6 („Verkomplizierung“)



dieselbe Formel:

$$R_P = \frac{R_{S6 \min}}{1 - (R_{S6 \min}/R_6)}$$

$$= \underline{\underline{5,15 \text{ k}\Omega}}$$

Mit diesem R_P ändert sich Verstellbereich von $10 \Omega \pm 12,4 \text{ m}\Omega$
auf $10 \Omega \pm 28 \text{ m}\Omega$ (theoretisch ☺) (IST: $10 \Omega \pm 13 \text{ m}\Omega$)
Ha ha ha!

Abbildung 143: Ostermontagfrühstück, Teil 2

Ich kriege also heraus, dass ich zu R6 einen Widerstand von etwa 5,1kOhm parallel löten muss, um eine Verschiebung des Einstellbereichs von +8,5mOhm/-12,4mOhm auf +5,2mOhm/-28mOhm zu erreichen. Die Praxis lehrt mich, dass Theorie manchmal nur für Esoteriker ist und beweist mit Ende eine (gemessene) Messbereichsverstellung auf +20,7mOhm/-13mOhm. Humor hat, wer hier noch lachen kann! ☺

Vor der Umbauaktion habe ich jedoch die an der 10Ohm-Dekade beteiligten Bauelemente ausgelötet und einzeln vermessen. Aber hier schien wirklich alles in Ordnung, auch hier verwendet Fluke übrigens die lustigen Glimmer-Widerstandsdrahtgebilde.



Abbildung 144: Referenzwiderstand in 10Ohm-Dekade

Ich messe mal nach.....wofür hat man denn gerade das HP3458A hier herumstehen....



Abbildung 145: Messen des 9,052Ohm-Referenzwiderstandes

Passt also. Eher 10Milliohm zu niederohmig, also eigentlich „gut“ für uns.

Aber dann entdecke ich noch etwas.

Das Relais, das die 10Ohm-Dekade schalten soll, zeigt in seiner Einsteckfassung eindeutig Spuren von Korrosion! Und das, wo ich doch neulich, also vor knapp 3 Jahren (Nachweis dazu siehe Kapitel 2) erst die Kontakte geputzt hatte! Frechheit!

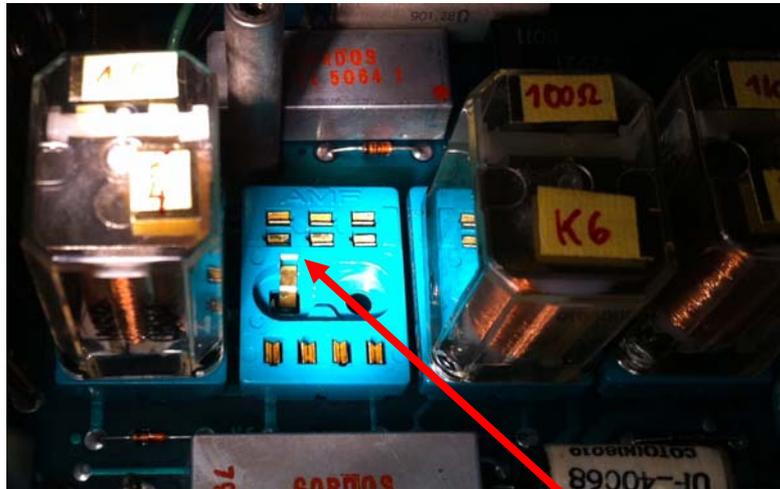


Abbildung 146: (erneut) korrodierte Kontakte in A11

Ich putze also wieder drüber, messe auch den Kontaktwiderstand nach, aber es hilft alles nichts: der am Küchentisch berechnete Korrektur-Widerstand muss rein!

Und da ist er auch schon:

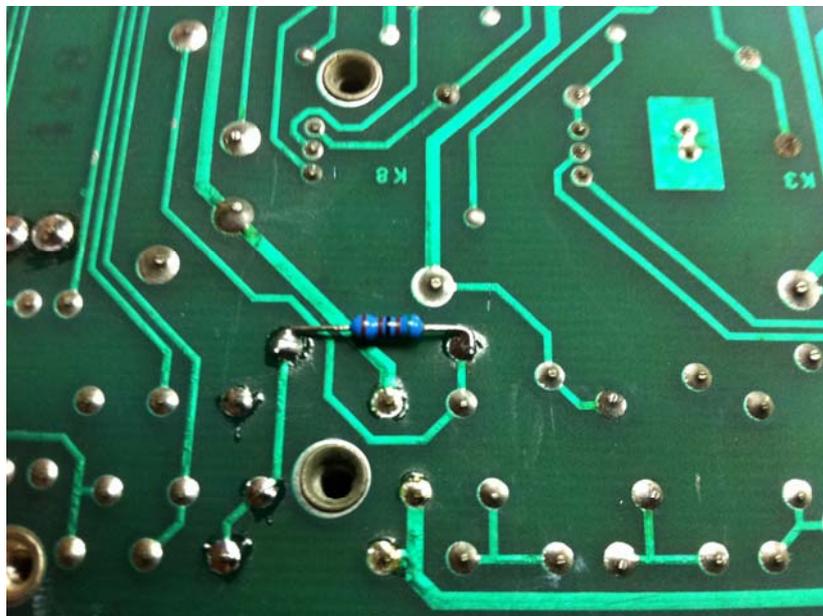


Abbildung 147: 5,1Kohm Korrekturwiderstand für 10Ohm-Dekade

Sieh an, damit funktioniert der Abgleich der 10Ohm fast wie von selbst:



Abbildung 148: Erfolg: 10,000Ohm wie im Bilderbuch

33 Frederick und die Wechselfspannung

Nach dem Zuplanieren dieser Baustelle setzte ich meinen kleinen Kalibrierplan weiter fort und stellte fest: Mist! Kein Ausgangssignal bei Wechselfspannung!

Ich hatte sofort die Oszillatorbaugruppe in Verdacht; meistens muss man da durch leichtes Nachstellen von R1 die Oszillatoren wieder etwas anregen. War aber nix: der Oszillator funktioniert vorbildlich, wie man auf dem Oszilloskop der folgenden Abbildung sieht:

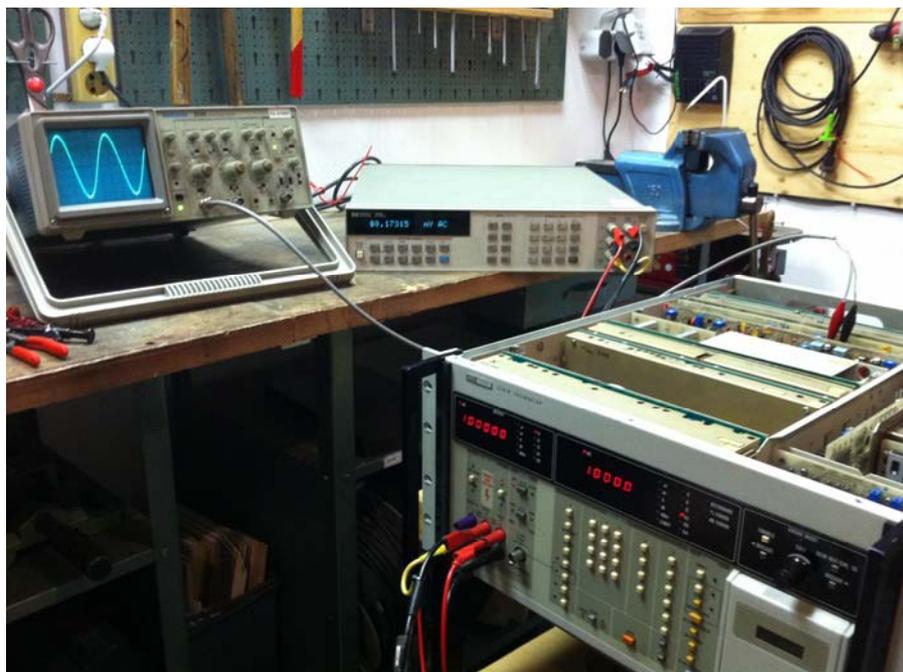


Abbildung 149: viel Sinus, wenig Spannung bei Frederick!

34 Jetzt machen wir halblang!

Wir kommen jetzt endgültig zum Ende- versprochen!

Ich verfolgte nämlich diese Oszillatorschwingung bis zum Eingang meiner heißgeliebten Baugruppe A17 (die –nebenbei gesagt- schon wieder so merkwürdig nach Waffeleisen oder Dampfbügeleisen riecht). Ich stellte fest, dass bereits hinter dem ersten Schaltungsteil (=VCA) die Oszillatorschwingung schon nicht mehr vorhanden ist.

Freunde, ich habe zwar wirklich viel Geduld- aber nun habe ich die Nase endgültig voll.

Ich breche nun hier ab, denn

1. Ich habe bereits fast drei Jahre in diese Baugruppe investiert
2. Der Schaltplan passt auch nach drei Jahren noch immer nicht zu der Baugruppe ;-)
3. Ich habe inzwischen Piggeldy, der nur einen Meter weiter fertig kalibriert auf dem Fußboden steht.

Was will ich mehr?

Frederick wird nun als „teilweise kalibriertes Ersatzteillager“ ab sofort sein Dasein unter unserer Kellertreppe fristen. Vorher stelle ich ihm noch schnell einen Organspenderausweis aus, damit nicht irgendwann jemand versehentlich die Baugruppe A17 als „Organ“ entnehmen will. Sorry, Frederick, aber vielleicht finde ich auf irgendeinem Flohmarkt ja irgendwann noch eine gesunde A17, dann repariere ich dich. Aber im Moment bin ich nicht mehr gewillt, auch nur eine einzige Sekunde meiner Freizeit in diese verflixte Baugruppe zu stecken.

35 Trotzdem: ein Fazit mit Happy-End

Also ich finde, nach fast drei Jahren Projektlaufzeit darf man nun wirklich resümieren. Das mache ich mit nur zwei Worten:

Oh je!

Ein Katastrophenprojekt! Aber dennoch mit Happy-End. Und es kam alles anders, als gedacht.

Bevor mir nun jemand sagt, ich habe letzten Endes ja nun doch "aufgegeben", dem schleudere ich ein entschiedenes: "nein" entgegen! Es gibt irgendwo eine Grenze zwischen "nicht aufgeben" und "einfach nur noch starrsinnig". Letzteres passiert immer dann, wenn man nicht mehr zielorientiert arbeitet, sondern nur noch stur auf ein Detailproblem fixiert ist. Ich halte es also für eine kluge Entscheidung, hin und wieder seinen beschrifteten Lösungsweg auf den Prüfstand zu stellen. Und umso mutiger finde ich es, sich irgendwann auch einmal einzugestehen, dass manche Lösungsansätze nicht effizient oder gar nicht mehr zielführend sind. Das Aktivieren von Piggeldy hat mich definitiv nach vorne gebracht: anstatt zwei kaputter 5100's habe ich nun immerhin einen komplett heilen -und das nach dem Einsatz von nur einem einzigen Abend! Effizienter kann ich wohl kaum aus so einer "Nummer" herauskommen, oder? :-)

36 Nachruf

Diesen Reparaturbericht widme ich Herrn Erich Prager DJ3JW, der mir noch kurz vor seinem Tod geholfen hat, durch seine vielen Kontakte unseren „Piggeldy“ in meine Hände zu vermitteln. Es war mir daher eine Frage der Ehre, dieses Gerät in seinem Namen wieder zum Laufen zu kriegen.

Eine Woche nach unserer gemeinsamen (und sehr lustigen ;-) „Messgeräte-Abholfahrt“ verstarb Erich Prager.



Abbildung 150: Erich Prager und meine Frau Monika beim „Messgeräte-Geschäftessen“ ;-)

Marc Michalzik
April 2011