

Gould 4074

Hardware-Analyse

Version 0.6

31.03.2020

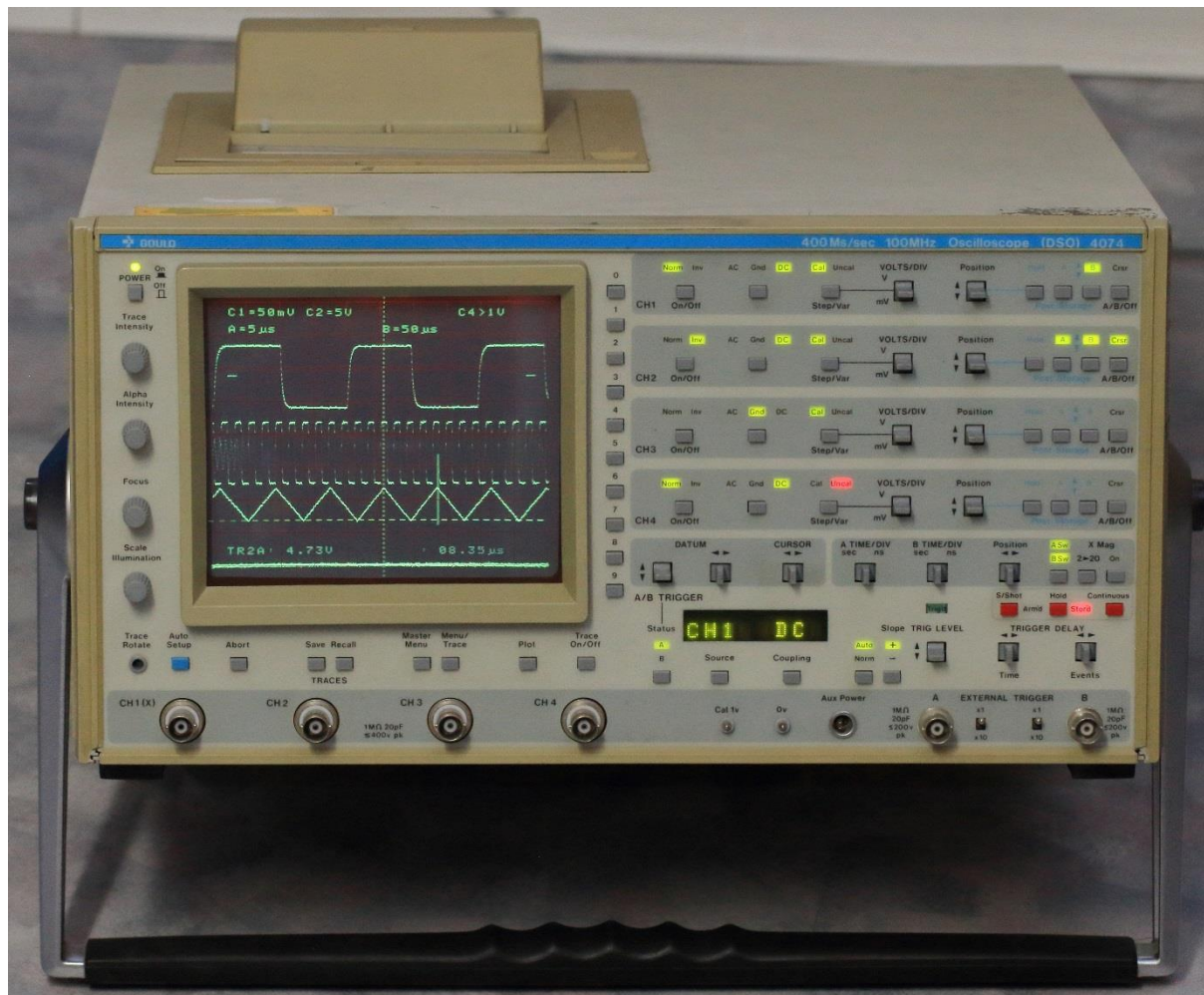
Richard Kaußler

Inhaltverzeichnis

1	Übersicht	2
2	Eingangsstufen	8
2.1	Spannungsversorgung	13
2.2	Steuerung	16
2.3	Tastkopfschnittstellen und Tastköpfe	18
2.4	Signalaufbereitung	21
2.4.1	1/1-, 1/10-, 1/100-Abschwächer	24
2.4.2	Pufferstufe	29
2.4.2.1	HF-Verstärker und Endstufe	30
2.4.2.2	LF-Verstärker	34
2.4.3	1/2-, 1/5-Abschwächer, *2,5-Verstärker und Symmetrierung	41
2.4.4	Analyse Transistorarray SL2364	49
2.4.5	Variable Verstärkung	57

1 Übersicht

Das Gould 4074 stellt das Basismodell der 4070-Reihe dar und bietet sich daher für einen Einstieg in die Technik dieser Oszilloskope an. In Bezug auf die Inventarliste handelt es sich hier um das Gerät mit der Nummer 02.



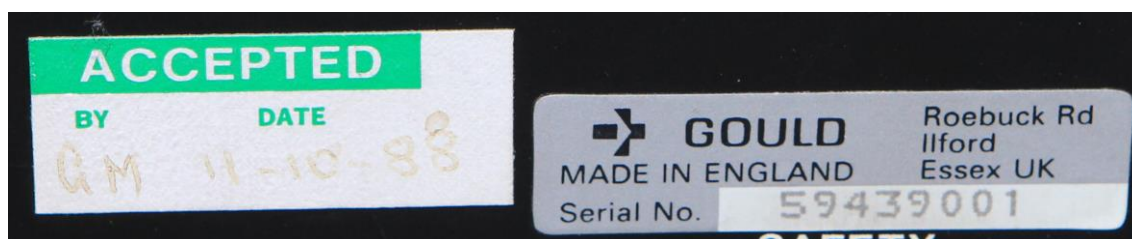
Das große Gehäuse ermöglichte es den Entwicklern viele Bedienelemente und Anzeigen in die Front zu integrieren, ohne dass die Bedienbarkeit selbst darunter leidet. Es ist im Gegenteil eher so, dass man sehr schnell versteht, an welcher Stelle welche Einstellungen gemacht werden können. Die Gould-typischen Hebelstaster mit zwei Druckpunkten auf jeder Seite ermöglichen sowohl ein schnelles, als auch ein genaues Einstellen von Parametern mit größeren Wertebereichen, wie zum Beispiel der Verzögerung zwischen dem Triggerereignis und dem Start der Signalaufzeichnung. Viele Funktionen sind mit Leuchtdioden hinterlegt, wodurch ein Teil der aktuellen Konfiguration immer sofort ersichtlich ist. Ein Punktmatrix-Display stellt dazu unter anderem die Triggerquellen und -kopplungen dar. Die Hilfsanzeigen auf dem Bildschirm konnten dadurch reduziert gehalten werden.

Neben den vier Eingangsbuchsen befinden sich in der Front zwei weitere BNC-Buchsen zur Einspeisung externer Triggerquellen. Dazwischen ist ein Taktanschluss für den Abgleich von Tastköpfen platziert und eine Lemo-Buchse, über die externe Komponenten mit Energie versorgt werden können.

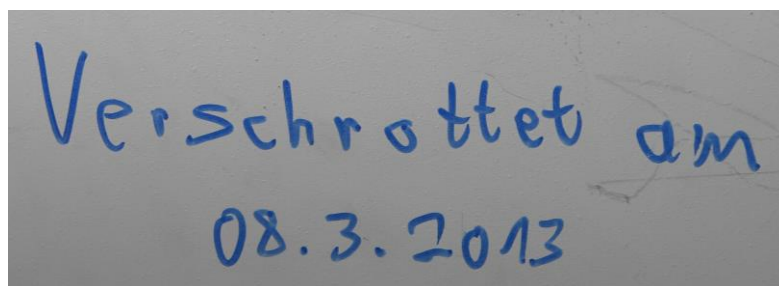
Obwohl das Oszilloskop vergleichsweise groß ist, stellt der interne Plotter eine Ausbuchtung auf der Oberseite dar. Diese kann beim Transport oder bei der gestapelten Anordnung von Laborequipment zu Problemen führen. Der Griff des Geräts lässt sich gestuft rastend verstellen, indem man die Verriegelung über die beiden seitlichen Druckknöpfe löst.



Auf der Rückseite fällt als erstes der große Lüfter ins Auge, der im Betrieb für einen hohen Geräuschpegel sorgt. Darunter befinden sich eine GPIB-Schnittstelle, eine RS-423/RS-232-Schnittstelle und die Schnittstelle für einen externen Plotter. Über die senkrecht angeordnete Buchsenleiste können optionale Module angesteckt werden. Eine BNC-Buchse macht das intern aufbereitete Triggersignal zugänglich. Zwei große Gummielemente an den Seiten ermöglichen es das Oszilloskop auch hochkant zu betreiben, sofern man einen gewinkelten Kaltgerätestecker verwendet.

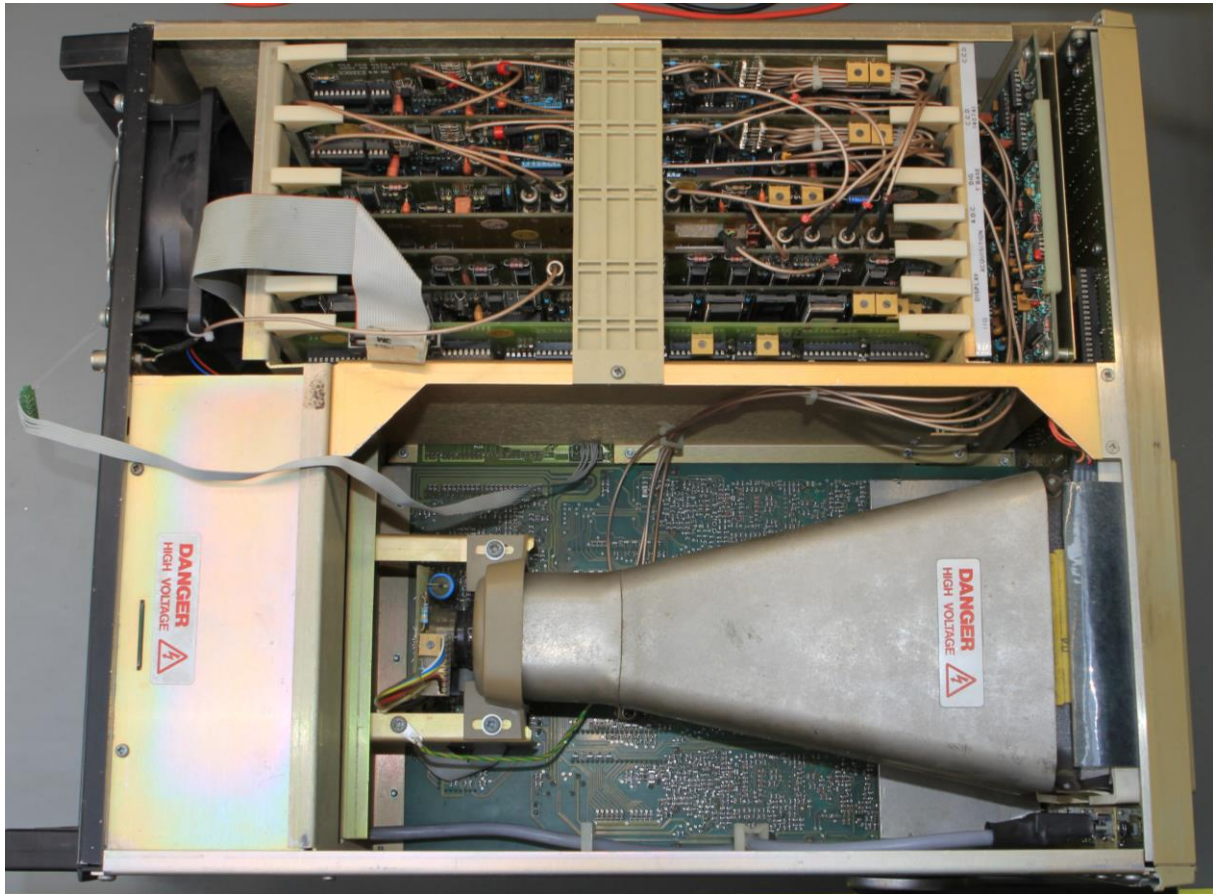


Ein Label auf der Rückseite gibt an, dass das Oszilloskop in der Roebuck Road in Ilford bei London produziert wurde. Die Seriennummer lautet 59439001. Das zweite Label scheint eine Qualitätskontrolle zu dokumentieren, vermutlich die abschließende Prüfung vor der Auslieferung des Geräts. Man kann folglich davon ausgehen, dass das Oszilloskop kurz vor dem gerade noch zu erkennenden 11.10.1988 produziert wurde. Es handelt sich damit um ein eher frühes Modell, wenn auch nicht um eines der ersten.



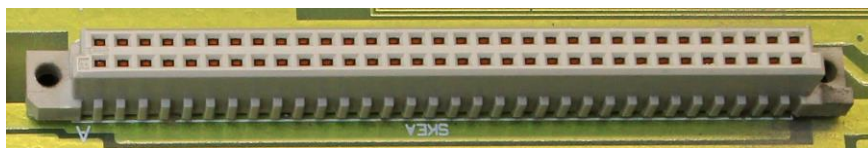
Ein Prüfsiegel gibt an, dass 2004 eine Überprüfung durch Livingston erfolgte. Livingston kalibriert und verleiht Messgeräte. Das Label garantiert allerdings nur, dass zu dem Zeitpunkt die elektrische Sicherheit nach der VDE-Norm 0701 gegeben war. Es handelt sich nicht um eine Bestätigung, dass die verschiedenen Funktionen des Oszilloskops noch innerhalb ihrer Spezifikation arbeiten. Die Beschriftung auf der Geräteunterseite legt nahe, dass das Oszilloskop am 8.3.2013 per Verschrottung aus dem Inventar einer Firma herausgelöst wurde.

Um einen ersten Blick auf die Technik des Oszilloskops werfen zu können, muss man das obere Gehäuseteil abnehmen. Dazu sind fünf Schrauben zu entfernen, jeweils zwei auf der linken und der rechten Seite und eine auf der Rückseite des Geräts. Daraufhin lässt sich das obere Gehäuseteil ein kleines Stück aus einer Nut im Frontrahmen ziehen. Vor allem bei älteren Geräten sollte man vorsichtig vorgehen, da der Kunststoffrahmen der Front oftmals brüchig ist. Nach ungefähr einem halben Zentimeter blockieren die Griffaufhängungen die Bewegung und man muss das Gehäuseteil nach oben abheben. Bevor man die Abdeckung ganz entfernen kann, ist noch das Verbindungskabel zum internen Plotter abzustecken.

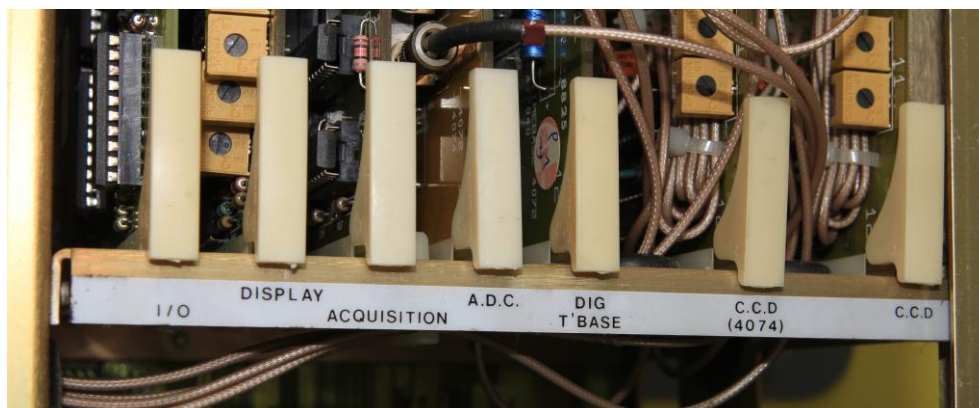


Hat man das obere Gehäuseteil abgenommen, so sind bereits die meisten Baugruppen des Oszilloskops erkennbar. Das Metallgehäuse hinter der großen Bildröhre beherbergt das Netzteil. Normalerweise überträgt ein Bowdenzug die Betätigung des Netzschalters in der Front mechanisch durch das Gehäuse zum eigentlichen Schalter im Netzteil. Im Laufe der Zeit blockiert diese Mechanik oftmals. Beim vorliegenden Gerät wurde der Bowdenzug durch einen direkt schaltenden Netzschalter in der Front und eine graue Netzleitung ersetzt. Unter der Bildröhre ist eine Platine zu erkennen, die die Eingangsstufen und die Bildröhrenendstufen trägt. Eine Platine im Frontpanel stellt die Nutzerschnittstelle dar.

Über der Bildröhre fixiert ein Kunststoffelement sieben Einsteckkarten. Es ist auf der Gehäuseaußenseite eingehakt und zur Bildröhre hin verschraubt. Konturen über jeder Platine unterbinden seitliche Bewegungen. Zwei stabile Kunststoffhebel an den Ecken jeder Einsteckkarte ermöglichen das Herauslösen derselben.



Die Platinen sind über mehrere 64-polige DIN-41612-Steckkontakte mit der Backplane verbunden. Zwischen den sieben Einsteckkarten und dem Frontpanel befindet sich quer eine weitere, schmale Einsteckkarte. Diese trägt einen Bügel, worüber sie sich ebenfalls problemlos aus ihrem Rahmen ziehen lässt. Die Verbindung zur Backplane realisiert hier ein einzelner 64-poliger DIN-41612-Steckkontakt.

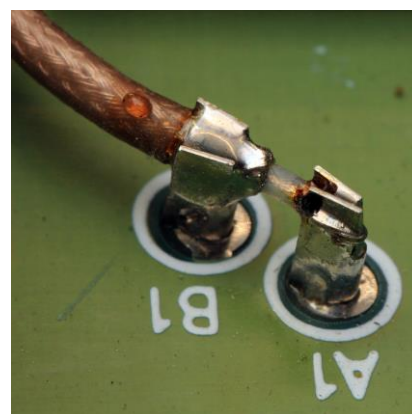


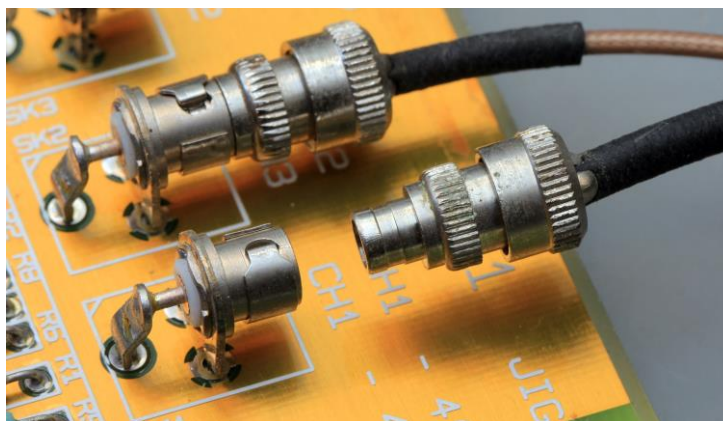
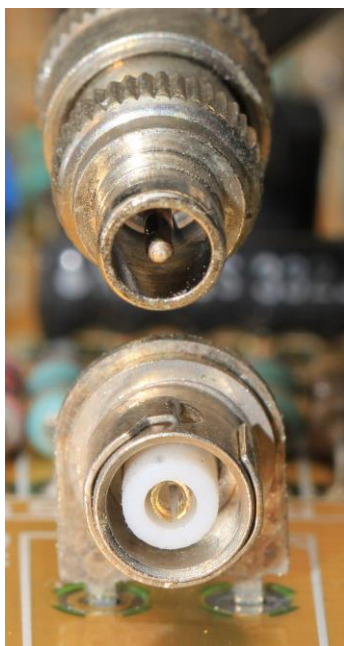
Ein Label vor den Einsteckkarten schafft Klarheit über die Aufgaben der einzelnen Platinen. Nachdem die Eingangssignale über die Eingangsstufen aufbereitet wurden, treffen sie bei den CCD-Karten und der kleineren Trigger-Karte ein. Die CCD-Karten übernehmen bei schnellen Zeitbasen das Zwischenspeichern der Analogwerte, sie werden aber auch bei langsameren Zeitbasen durchlaufen. Im vierkanaligen 4074 sind zwei CCD-Karten verbaut, im zweikanaligen 4072 ist es nur eine. Die Digital-Timebase-Karte erzeugt die notwendigen Taktsignale. Die abgetasteten Signalwerte kommen schließlich mit einer konstanten Taktfrequenz auf der ADC-Karte an. Die Acquisition-Karte speichert dann die gewünschten Ausschnitte der digitalisierten Signalwerte und überträgt sie zur Display-Karte. Neben der Aufbereitung der Daten, die angezeigt werden sollen, übernimmt die Display-Karte auch die grundlegende Steuerung des gesamten Geräts. Die Input-Output-Karte stellt in Kombination mit dem Frontpanel die Benutzerschnittstelle dar. Zuletzt werden die anzuzeigenden Daten von der Display-Karte zu den Bildröhrenendstufen auf der Eingangsstufenplatine übertragen und auf den Bildschirm projiziert.

Zwischen den Funktionsblöcken müssen Taktsignale mit Frequenzen bis zu 200MHz übertragen werden. In diesen Rechtecksignalen enthalten sind Frequenzanteile bis in den Gigahertzbereich. Die zu verarbeitenden Analogsignale bewegen sich zwar alle unter 100MHz, dafür sind dort die Anforderungen an die Signalintegrität höher. Um all dem gerecht zu werden, wurden zwischen den Platinen HF-Leitungen installiert. Der Weg über die Backplane mit ihren Standard-Steckverbindern könnte die Signale bereits zu stark negativ beeinflussen. Problematisch wären vor allem Reflektionen an den Übergangsstellen zwischen Platine und Stecksystem. Dazu käme ein hoher Platzbedarf durch die notwendige Schirmung der einzelnen Leitungen.

Bei den HF-Leitungen handelt es sich um ein klassisches Koaxialsystem. Als Isolationsmaterial wurde Teflon eingesetzt, worin auch bei hohen Frequenzen nur wenig Verluste anfallen. Dass es sich um Teflon handelt, lässt sich einigermaßen sicher über den hohen Schmelzpunkt bestimmen. Erhitzt man das Material zum Beispiel mit einem Lötkolben auf 280°C und es schmilzt noch nicht, so handelt es sich sehr wahrscheinlich um Teflon. Alle anderen, in diesem Bereich gängigen Kunststoffe weisen niedrigere Schmelzpunkte auf. Zum Teil sind die Leitungen an Lötstifte angelötet. Die Temperaturfestigkeit des Isolationsmaterials war hier bei der Verarbeitung sicher von Vorteil.

Die Terminierungen auf den Platinen lassen darauf schließen, dass es sich bei den HF-Leitungen um ein 60Ω-Verbindungssystem handelt. Der Wert kann messtechnisch einfach überprüft werden. Man speist dazu über einen kleinen Widerstand (~100Ω) ein 1MHz-Rechtecksignal in eine Leitung ein und kontrolliert dort mit dem Oszilloskop die Signalform. Schließt man das Ende der Leitung mit einem Potentiometer ab und stellt dieses so ein, dass sich am Oszilloskop ein möglichst ideales Rechtecksignal ergibt, dann entspricht der Wert des Potentiometers der Impedanz der Leitung. In diesem Fall wird das Signal am Potentiometer vollständig ausgelöscht und es findet keine Reflektion statt. Weicht der Abschlusswiderstand von der Leitungsimpedanz ab, so werden die höheren Frequenzen reflektiert und verzerren mehr oder weniger stark die Form des am Leitungsanfang messbaren Rechtecksignals.

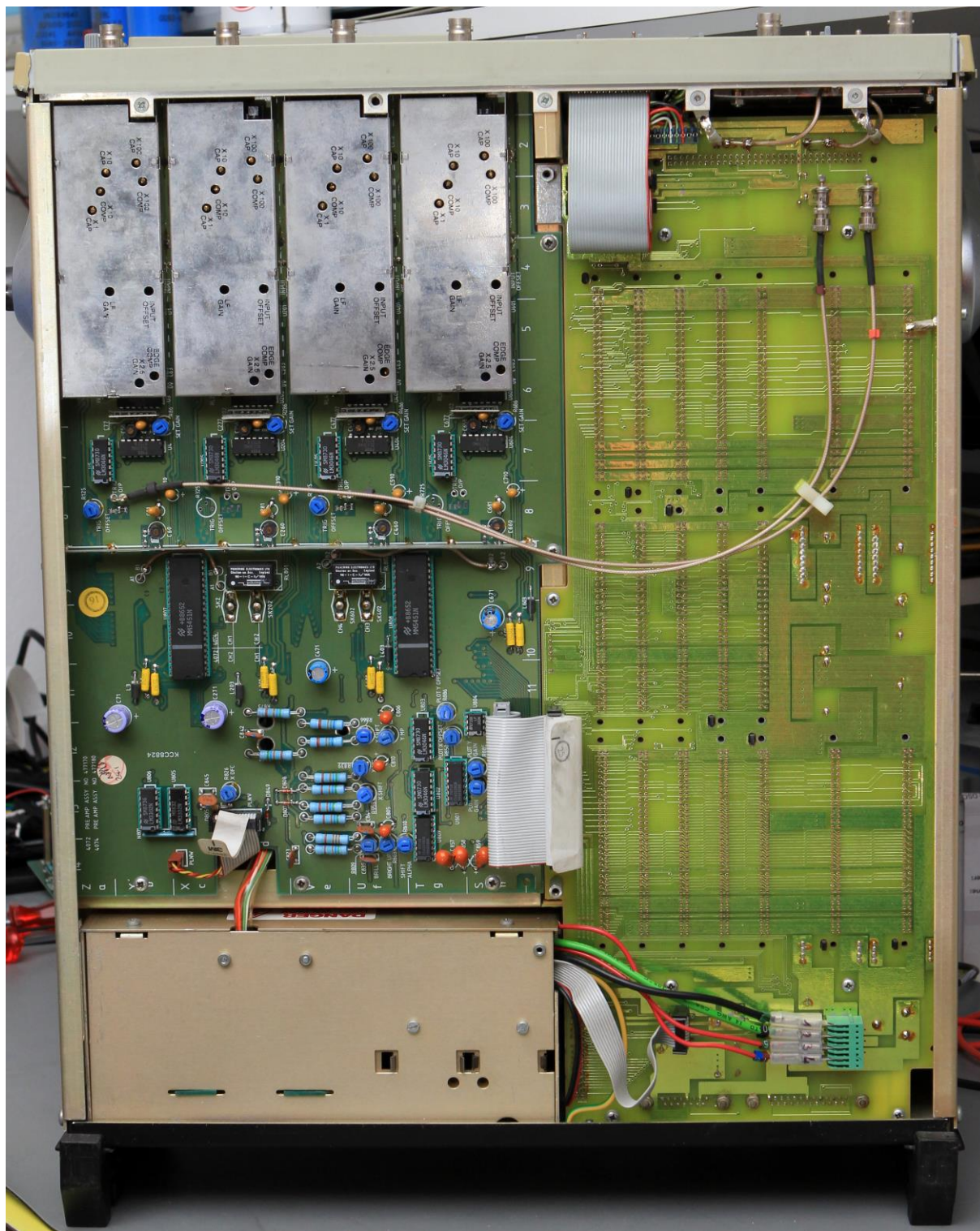




Wo es für die Wartung des Geräts notwendig ist, befinden sich Steckkontakte. Das Stecksystem ist zumindest heutzutage nicht mehr gebräuchlich. Eine außen um die Buchse liegende Klammer fixiert die Verbindung zwischen Stecker und Buchse indem ein Stück des Metalls, in das Innere der Buchse geführt, in eine leichte Nut des Gegensteckers einfährt. Es handelt sich dabei aber nicht um eine Verriegelung. Die Verbindung kann ohne weiteres Zutun getrennt werden. Die Toleranzen des Stecksystems sind nicht unerheblich, aber für dieses Gerät vollkommen ausreichend. Der Gegenstecker lässt sich zerlegen. Hier ist das etwas oxidierte Bauteil eines Teilespenders zu sehen.

Will man im laufenden Betrieb auf den Einsteckkarten Messungen durchführen, benötigt man zwingend sogenannte Extenderkarte. Mit diesen Karten als Zwischenstecker, überragt die jeweilige Einsteckkarte die anderen und bleibt dennoch elektrisch mit der Backplane verbunden. Von Gould konnte man einen breiten und einen schmalen Extender für die beiden eingesetzten Platinenbreiten erwerben. Diese Originaladapter sind nicht mehr aufzutreiben. Man kann sie aber relativ problemlos selbst anfertigen. Da es sich um ein immer noch genutztes DIN-Stecksystem handelt, sind die Elemente einfach zu beschaffen. Es handelt sich um die 64-polige, zweireihige B-Variante aus der Reihe DIN-41612. Der Hersteller Erni führt diese Steckverbinder zum Beispiel unter den Teilenummern 384238 und 294721. Die Konstruktion einer passenden Platine stellt keine Herausforderung dar. Eine einfache, einlagige Durchverbindung von der Steckerleiste zur Buchsenleiste funktioniert problemlos. Ein besonderes Augenmerk auf Signalintegrität ist nicht notwendig. Die Platine darf allerdings nicht breiter sein als für das Stecksystem unbedingt notwendig, ansonsten besteht die Gefahr, dass die einzelnen Adapter beim Einstecken in die Backplane miteinander kollidieren. Die ideale Höhe entspricht exakt der einer Europlatine. Mit dieser Höhe ragen die Einsteckkarten vollständig aus dem Gerät heraus, ohne dass die HF-Leitungen abgesteckt werden müssen. Konstruiert man drei einzelne Extenderkarten, so kann man diese wahlweise für die großen Einsteckkarten oder für die kleinere Trigger-Karte nutzen. Praktischerweise ergibt sich für die einzelne Extenderkarte ziemlich genau die Größe einer Europlatine und es lassen sich Sonderformate vermeiden.





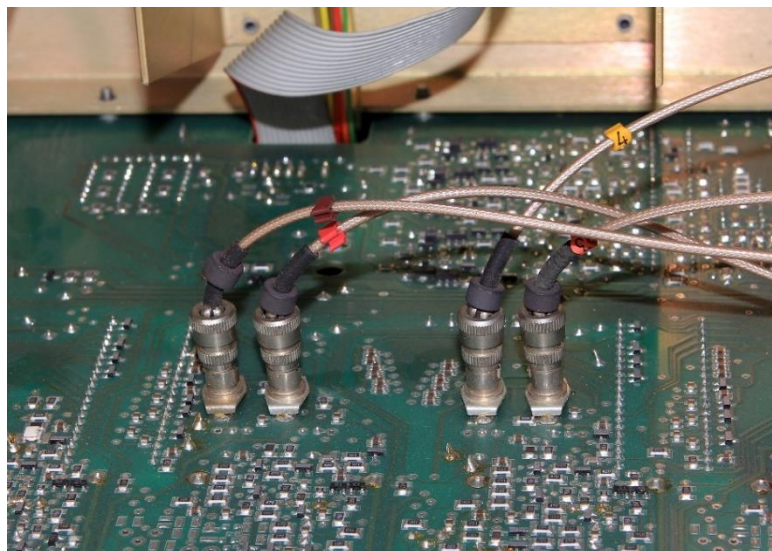
Zur Demontage der unteren Gehäusehälfte geht man genauso vor wie beim oberen Teil. Auf der Unterseite befinden sich zwei zusätzliche Schrauben, die die Abdeckung mittig auf zwei Sechskant-Abstandsbolzen fixieren. Das ist notwendig, da ohne größeren Abstand die ersten Bauteile folgen. Bereits eine leichte Durchbiegung des Blechs könnte deswegen zu Schäden führen. Mit der unteren Gehäusehälfte entfernt man gleichzeitig die vorderen Standfüße. Für weitere Arbeiten sollte man daher den Haltebügel so einstellen, dass er als Stütze fungiert und das Gerät nicht auf dem oftmals brüchigen Kunststoffrahmen der Front aufliegt. Von unten kann man nun einen Blick auf die Backplane werfen, die die Einsteckkarten fixiert und miteinander verbindet. Links neben der Backplane ist die Baugruppe zu sehen, die sich unterhalb der Bildröhre befindet und die Eingangsstufen und die Bildröhrenendstufen trägt.

2 Eingangsstufen

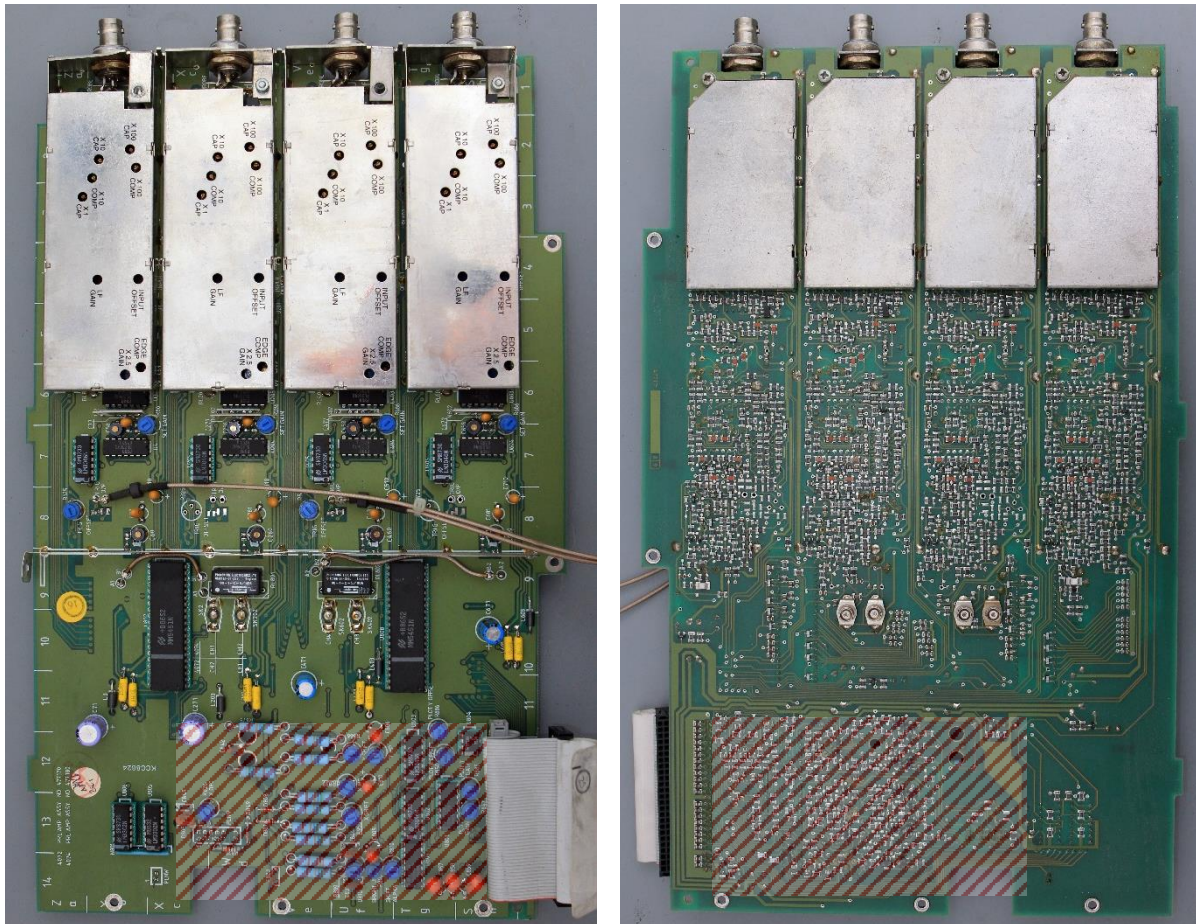
Die Eingangsstufen befinden sich auf der großen Platine unterhalb der Bildröhre und haben die Aufgabe die Signale, die an den BNC-Buchsen anliegen, aufzubereiten. Dazu zählen die verzerrungsfreie Übernahme der Signale von den angeschlossenen Tastköpfen, die Anpassung des Pegels, die Einstellung von Offset, variabler Verstärkung und Invertierung und die Ausführung der Kanaladdition. Bei kompatiblen Tastköpfen erfolgt eine Erkennung des Teilerfaktors. Außerdem liefern die Eingangsstufen eine Auskopplung der Kanäle, die als Triggerquelle genutzt werden können.

Die maximale Eingangsempfindlichkeit von 2mV/div gibt vor, dass das Oszilloskop 60µV auflösen muss, um die spezifizierten acht Bit erreichen zu können. Gleichzeitig dürfen an den Eingängen bis zu 400V anliegen. In diesem Spannungsbereich und in einem Frequenzbereich von 0Hz bis 100MHz müssen die Eingangssignale möglichst verzerrungsfrei verarbeitet werden. Die Eingangsstufen beinhalten dazu mehrere Abschwächer und Verstärker. Die Herausforderung besteht dabei darin diese breitbandigen, gleichspannungsgekoppelten Verstärker so auszulegen, dass die Eingangsstufen ohne eine linearisierende, globale Rückkopplung ausreichend sauber arbeiten. Eine globale Rückkopplung lässt sich in diesem Fall nicht einsetzen, da die Dämpfung und die Phasenlage des weitläufigen und heterogenen Regelkreises über die große Bandbreite nicht beherrschbar sind. Im schlechtesten Fall könnte es zu Schwingungen kommen, auf jeden Fall würde die Verstärkung über die Bandbreite schwanken. Ohne eine globale Rückkopplung ist es ungemein wichtig, dass die einzelnen Verstärkerstufen für sich schon möglichst linear arbeiten.

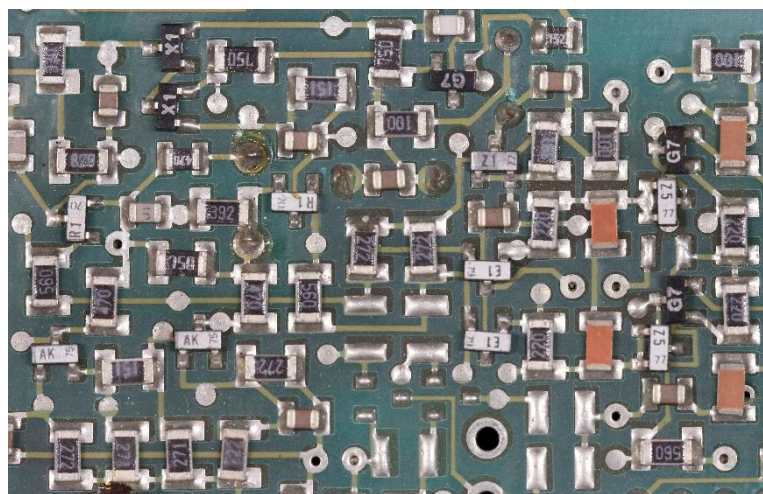
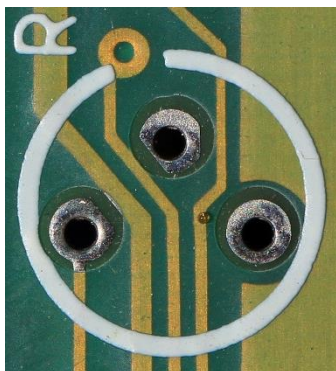
Um die Baugruppe demontieren zu können, müssen zuerst die elektrischen Verbindungen zum Rest des Systems gelöst werden. Dabei handelt es sich um zwei Stecker am unteren Ende der Platine, die die Bildröhre anbinden, ein breites Flachbandkabel an der Seite zur Backplane und zwei HF-Leitungen, die auf der Backplane abgesteckt werden müssen. Danach sind sieben Schrauben auf drei Seiten der Baugruppe zu entfernen. Zwei davon fixieren das Metallelement das die Eingangsbuchsen trägt am Frontpanel. Die anderen fünf Schrauben befestigen die Platine am Gehäuserahmen. Die Baugruppe lässt sich daraufhin etwas nach unten zur Geräterückseite hin absenken. An der Seite der Platine befinden sich zwei Konturen, die in Schlitze im Metallrahmen eingreifen und die Bewegungsfreiheit soweit einschränken, dass die BNC-Buchsen sich gerade noch nicht aus dem Frontpanel lösen. Das Netzteil schränkt die Bewegungsfreiheit nach unten noch weiter ein, während nach rechts die Abstandsbolzen und die Stiftleiste der Backplane das Herausmanövrieren der Baugruppe behindern. Die Abstandsbolzen lassen sich demontieren. An den restlichen Teilen muss man die Platine Stück für Stück vorbeiführen, was etwas umständlich aber möglich ist.



Auf der Platinenseite, die der Bildröhre zugewandt ist, befinden sich vier HF-Leitungen. Die Steckverbindungen lassen sich von oben lösen, indem man um die Bildröhre herum greift. Alternativ kippt man die lose Platine ein Stück weit aus dem Gerät und steckt dann die Leitungen ab. Die vier Leitungen übertragen die angepassten Eingangssignale zu den CCD-Karten. Kleine Kunststoffklemmen identifizieren die Kanäle, deren Reihenfolge 1 – 2 – 4 – 3 lautet. Der Grund für diese auf den ersten Blick unlogische Abfolge liegt in der unterschiedlichen Bestückung zwischen den zweikanaligen und den vierkanaligen Modellen der 4070-Oszilloskope.



Die Trägerplatte der BNC-Buchsen ist bei diesem Gerät leicht verbogen. Die Eingangsstufen befinden sich auf dem vorderen Teil der großen Platine. Im hinteren Viertel sind die Bildröhrendstufen platziert. Trotz der hohen Anforderungen an die Eingangsstufe ist die Platine nur zweilagig aufgebaut. Ein Großteil der Verstärkerstufen befindet sich auf einer Seite, während die Versorgungs- und Steuerleitungen auf der anderen Seite der Platine verlegt sind. Auch für relativ breite Masseleitungen verblieb noch genug freie Fläche.



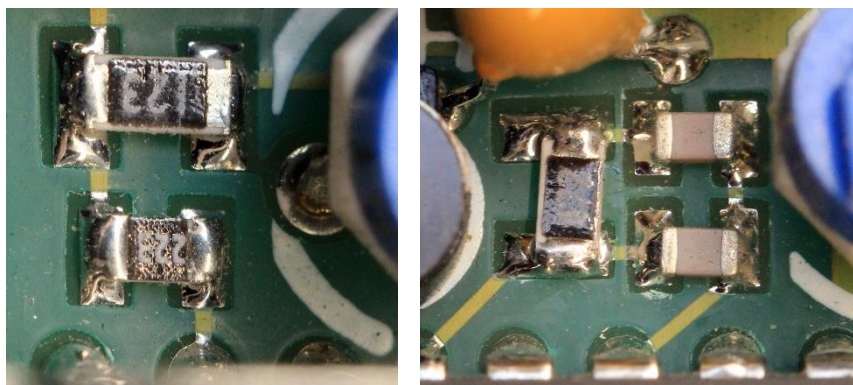
Um eine optimale Leitungsverlegung erreichen zu können, passten die Entwickler teilweise die Footprints von Bauteilen an. So wurden beispielsweise nebeneinander liegende Durchkontaktierungen eines Potentiometers derart beschnitten, dass dazwischen genug Raum entstand, um zwei Leiterbahnen hindurch zu führen.

In den Eingangsstufen stellen die Platzierung der Bauteile und das Routing der Signale eine nicht triviale Herausforderung dar. Lange Signalleitungen sind auf Grund der hohen Frequenzen zu vermeiden. Im

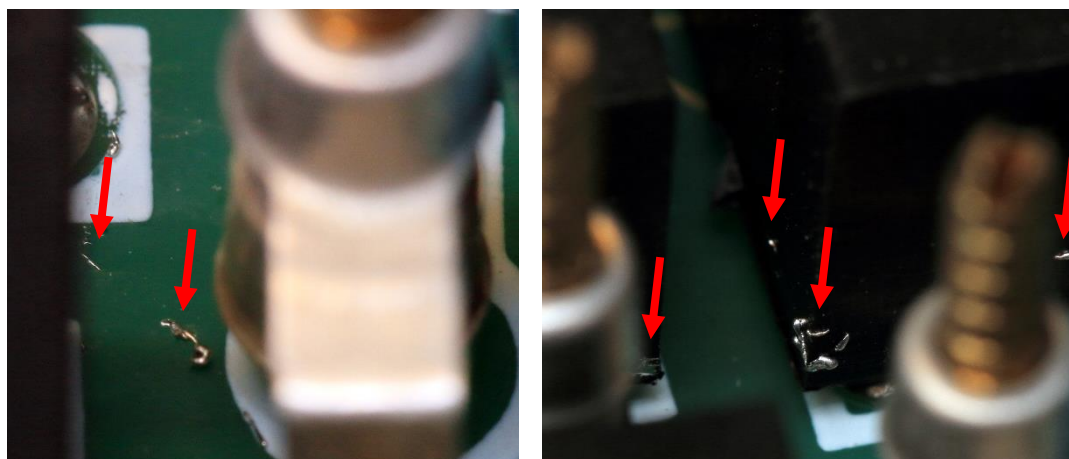
Gould 4074 wurden hauptsächlich THT-Bauteile eingesetzt. Die Eingangsstufen bilden auf Grund der speziellen Anforderungen eine notwendige Ausnahme. Die der Bildröhre zugewandte Seite der Platine ist dichtgepackt mit SMD-Bauteilen bestückt. Richtig wäre selbstverständlich die Bezeichnung „SMT-Bauteile“, was allerdings weniger geläufig ist als die nicht ganz korrekte Bezeichnung „SMD-Bauteile“. Testpunkte ermöglichten es nach der Produktion mit Hilfe eines Nadeladapters die einzelnen Schaltungsteile auf Fehler zu prüfen.

Die THT-bestückte Seite der Platine zeigt bei der üblichen Aufstellung des Geräts nach unten, dennoch ist es aus Sicht der gängigen Aufbautechnik allgemein verständlicher sie im weiteren Verlauf als Oberseite zu bezeichnen.

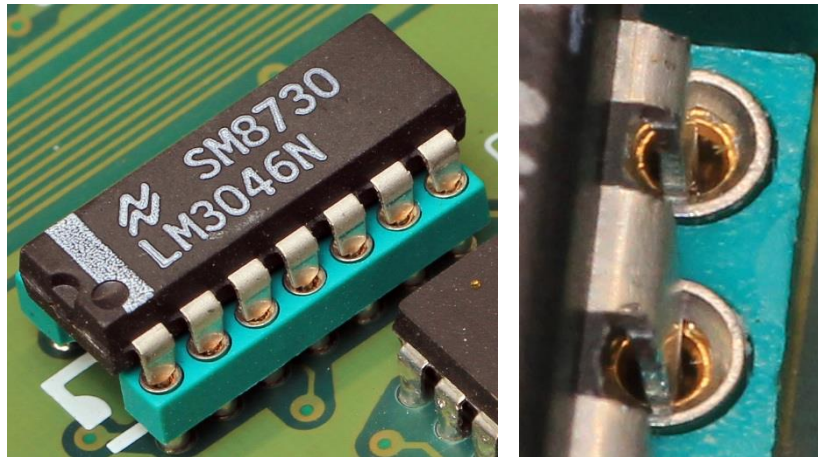
Für die Widerstände und Kondensatoren wurden die SMD-Baugrößen 1206 und 0805 verwendet, was zur damaligen Zeit dem Stand der Technik entsprach, sofern man überhaupt mit SMT arbeitete. In einer Gould-Broschüre von 1987 beschreibt ein Produktionsingenieur, dass mit der 4070-Modellreihe bei Gould das erste Mal SMT eingesetzt wurde. Dazu passt die optische Erscheinung der Platine. Die Platzierung der Bauteile ist mit einer nicht unerheblichen Toleranz behaftet. Die Lötstellen machen ebenfalls nicht alle einen perfekten Eindruck. Es ist gut möglich, dass Probleme mit der neu eingeführten SMD-Bestückung dazu geführt haben, dass die Markteinführung der 4070-Oszilloskope vom Jahr 1986 in das Jahr 1987 verschoben werden musste.



Die Platinenoberseite trägt fast ausschließlich THT-Bauteile, man nahm aber an neuralgischen Stellen den Einsatz von zusätzlichen SMD-Bauteilen in Kauf. Das erschwerte die Fertigung, ermöglichte aber einen elektrisch besseren Aufbau. Ein unschöner Nebeneffekt ist die teilweise mäßige Lötqualität der SMD-Bauteile innerhalb der Mischbestückung. Ausgehend von der optischen Erscheinung ist es durchaus denkbar, dass die SMD-Bauteile zuletzt händisch gelötet wurden.



Unter dem Schirmblech zeigt sich, dass der Lötprozess allgemein nicht den höchsten Qualitätsstandards entsprach. Im vorderen Teil finden sich einige Lotreste, die den Bauteilen und der Platine anhaften. Durch diesen Qualitätsmangel erhöht sich die Wahrscheinlichkeit, dass sich die Performance der Schaltung verschlechtert oder dass es sogar zu Schäden kommt.

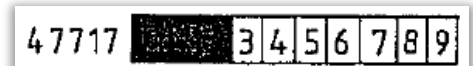


Einige integrierte Schaltkreise der Eingangsstufen sind mit Sockeln ausgestattet. Im Gegensatz zu den restlichen Baugruppen des Geräts wurden hier nicht einfache Standardsockel, sondern Präzisionssockel verwendet. Präzisionssockel besitzen speziell bearbeitete und beschichtete Kontakthülsen, die auch nach mehrmaligen Stecken noch einen niederohmigen Kontakt garantieren, was vor allem für die akkurate Verarbeitung der Eingangssignale unabdingbar ist.

Auf dieser und den meisten anderen Platinen definieren Buchstaben und Zahlen an den Rändern ein Raster, das es erleichtert Bauteile ausfindig zu machen. Im Servicemanual ist für jedes Bauteil der Quadrant vermerkt, in dem es sich befindet. Auf der Platine der Eingangsstufen sind die SMD-Bauteile allerdings zu eng gepackt, als dass es noch möglich gewesen wäre im Bestückungsdruck die einzelnen Bauteilbezeichnungen abzubilden. Um dennoch die Identifikation von Bauteilen zu ermöglichen, ist für diese Baugruppe ein Bestückungsdruck mit Bauteilbezeichnungen im Servicemanual abgebildet.

Neben dem Suchraster trägt jede Platine eine Zeichenfolge aus drei Buchstaben und vier Zahlen. Wie sich noch zeigen wird, stehen die drei Buchstaben für den Hersteller der Platine. Die vier Zahlen geben die Kalenderwoche und das Jahr der Produktion an, in diesem Fall die Woche 24 des Jahres 1988.

KCC8824



Des Weiteren ist auf jeder Baugruppe eine fünfstellige Gould-Teilenummer abgebildet, über die eine Ersatzteilbeschaffung möglich war. Bei der Eingangsstufenplatine befindet sich diese Kennzeichnung auf einer seitlichen Kontur, die auf dem Gehäuserahmen aufliegt und somit nur sichtbar wird, wenn man die Platine aus dem Gehäuse nimmt. Die auf die Teilenummer folgende Zahlenreihe dokumentiert den Revisionsstand. Bei jedem Update der Platine wird eine Zahl gelöscht beziehungsweise verdeckt. Die sichtbare Zahl ist die jeweils gültige. Dieser Zusammenhang erschließt sich nicht auf den ersten Blick, wird aber bei der Analyse mehrerer Platinen und Geräte schnell klar. Im Servicemanual ist grundsätzlich nicht vermerkt, welchen Revisionsstand der jeweils abgedruckte Schaltplan darstellt. Bei Reparaturen kann das zu Problemen führen, wenn die reale Schaltung nach mehreren Anpassungen stark vom ursprünglichen Schaltplanstand abweicht. Andererseits muss man sagen, dass die Angabe des Revisionsstandes nur hilfreich ist, wenn das Servicemanual auch regelmäßig aktualisiert wird, was allem Anschein nach beim Gould 4070 nicht der Fall war. Abgesehen von der einen Version des Servicemanuals finden sich nur noch sporadisch Einlegeblätter mit kleineren Änderungsbeschreibungen, obwohl es durchaus mehrere, teilweise größere Änderungen gab.

Bezüglich der Angabe des Revisionsstandes stellt die Platine mit den Eingangsstufen eine Ausnahme dar. Mit dem SMD-Bestückungsdruck wurde als Beifang auch ein Revisionsbalken im Servicemanual abgedruckt. Wie sich später noch zeigen wird, stimmt dieser Revisionsstand 3 aber nicht vollständig mit dem Stand des abgebildeten Schaltplans überein. Letzterer ist aktueller. Bereits während der Fertigstellung des Servicemanuals wurde die Platine anscheinend schon überarbeitet. Bis zum vorliegenden Gerät mit dem Revisionsstand 8 folgten weitere Überarbeitungsschritte. Das zeigt wie herausfordernd das Design der Eingangsstufen war. Es ist durchaus denkbar, dass ältere Geräte noch gewisse Schwachstellen enthalten.

WL 11 87 45677

	2	3	4	5	6	7	8	9
--	---	---	---	---	---	---	---	---

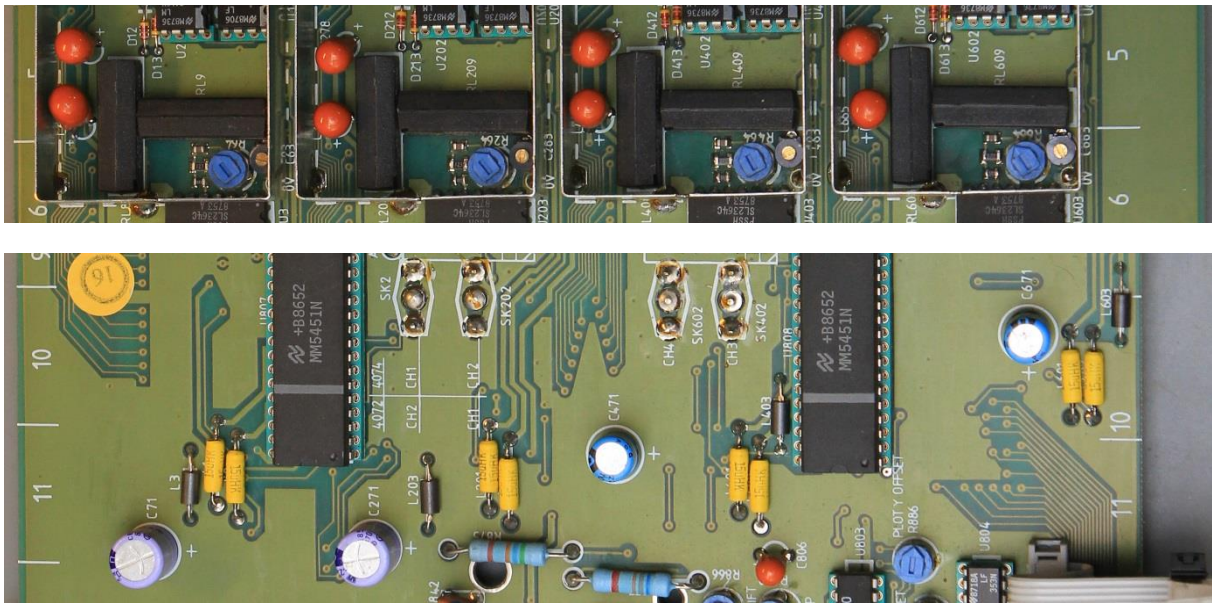
Das Servicemanual trägt selbst einen Revisionsbalken auf der letzten Seite. Demnach wurde es ebenfalls schon einmal überarbeitet. Außerdem besitzt es eine Teilenummer. Zwei Zahlenpaare geben vermutlich das Herausgabedatum an, das demnach die Kalenderwoche 11 des Jahres 1987 wäre. Die Buchstaben WL könnten die Initialen des Autors sein.

Die Eingangsstufen besitzen mehrere elektrische Schnittstellen. Auf der Unterseite der Platine führen die bereits beschriebenen vier HF-Leitungen die vorverarbeiteten Eingangssignale zu den CCD-Karten. Auf der Oberseite liefern zwei weitere HF-Leitungen Auskopplungen der Kanäle 1 und 3 als mögliche Triggerquellen zur Backplane. Das breite Flachbandkabel zwischen Eingangsstufen und Backplane übermittelt folgende Signale:

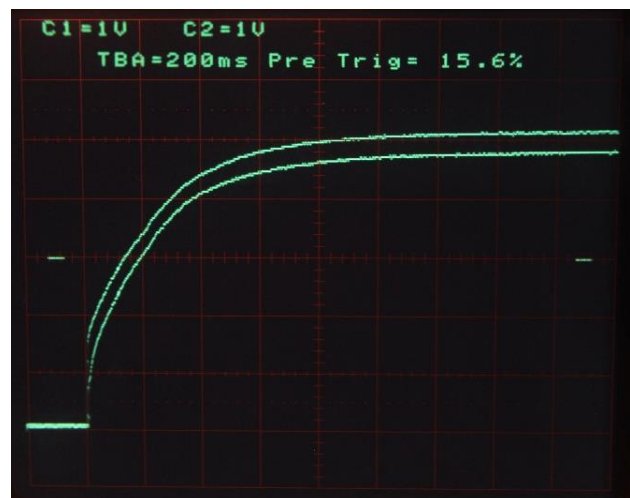
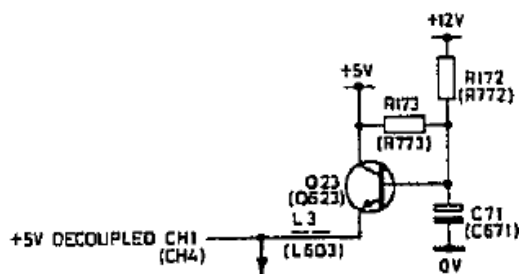
- einen acht Bit breiten, lokalen Datenbus, der Informationen bezüglich der angeschlossenen Tastköpfe liefert,
- zwei serielle Busse und ein Taktsignal, worüber die diskreten Einstellungen der Eingangsstufen übertragen werden,
- viermal drei analoge Steuersignale, worüber die kontinuierlichen Einstellungen in den Eingangsstufen übertragen werden,
- die Versorgungspotentiale: +12V, +5V, -12V und die analoge Masse.

Messungen im laufenden Betrieb gestalten sich bei dieser Baugruppe schwierig, zumindest wenn man Zugang zur SMD-bestückten Platinenunterseite benötigt. Ist die Bildschirmanzeige nicht notwendig, so ist es eine Option die Bildröhre zu demontieren. Alternativ kann man die Eingangsstufenbaugruppe umklappen und mit einer isolierenden Unterlage auf der Backplane ablegen. Das Flachbandkabel für die Bildröhrenansteuerung lässt sich mit geringen Aufwand verlängern. Das Servicemanual empfiehlt ebenfalls das Anfertigen von Verlängerungsleitungen. Für die HF-Leitungen, die die vier Eingangssignale zu den CCD-Karten weiterleiten, ist das allerdings kaum eine Option, wodurch die Signalanzeige wiederum ausfällt. Eine andere Möglichkeit, die die volle Funktionalität erhält, ist das Anlöten von Messleitungen an die relevanten Stellen. Der Aufwand ist dabei je nach Messvorhaben nicht unerheblich. Allgemein ist bei Messungen zu beachten, dass sich auf dem unteren Drittel der Platine, die Bildröhrenansteuerung befindet, die Spannungen bis zu 260V führt. Dieses Gefahrenpotential lässt sich reduzieren, indem man das Verbindungskabel zur Bildröhre absteckt, das die hohe Spannung überträgt. Technisch ist das problemlos möglich, die Anzeige fällt damit selbstverständlich wiederum aus.

2.1 Spannungsversorgung



Die Eingangsstufen versorgen sich aus dem +12V-, dem +5V- und dem -12V-Potential. Die +12V- und die -12V-Zuleitungen durchlaufen für jede Eingangsstufe je eine gelbe 15 μ H-Induktivität im unteren Teil der Platine und werden dann in den geschirmten Bereichen über orangerote 22 μ F-Tantal-Kondensatoren und 10nF-Keramik Kondensatoren gepuffert. Durch diesen Aufbau ist sichergestellt, dass die Eingangsstufen eine möglichst störungsfreie Spannungsversorgung erhalten. Gleichzeitig werden hochfrequente Rückwirkungen der Eingangsstufen gedämpft.

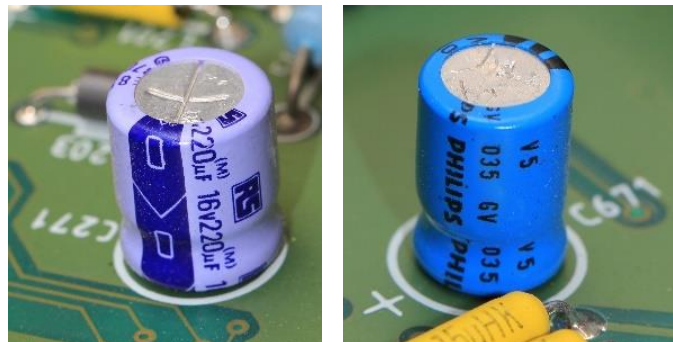


Der Großteil der Schaltungen arbeitet mit dem +12V- und dem -12V-Potential. Zusätzlich wird für jeden Kanal ein lokales +5V-Potential generiert, das im Servicemanual als „+5V DECOUPLED“ bezeichnet ist. Es versorgt in jeder Eingangsstufe zwei Verstärker und die Relais. Erzeugt werden die lokalen +5V-Potentiale in vier kleinen Schaltungen, zu denen unter anderem die Ferritzylinder und die Elektrolytkondensatoren gehören, die sich auf der Platinenoberseite neben den gelben Induktivitäten befinden. Der Ferritzylinder dient dabei als Drosselinduktivität, die wie die gelben Induktivitäten in den +12V- und -12V-Zuleitungen hochfrequente Ströme dämpft. Das Ferritmaterial von Drosselinduktivitäten ist üblicherweise so ausgewählt, dass es bei Frequenzen im Megahertzbereich große Verluste aufweist und so vor allem diese dämpft. Im Gegensatz zu den 12V-Versorgungen ist hier ein Ferritzylinder ausreichend, da die Transistorschaltung, die sich davor befindet, ähnlich wie ein Linearregler arbeitet und Frequenzen unterhalb des Wirkbereichs der Drosselinduktivität ausregelt.

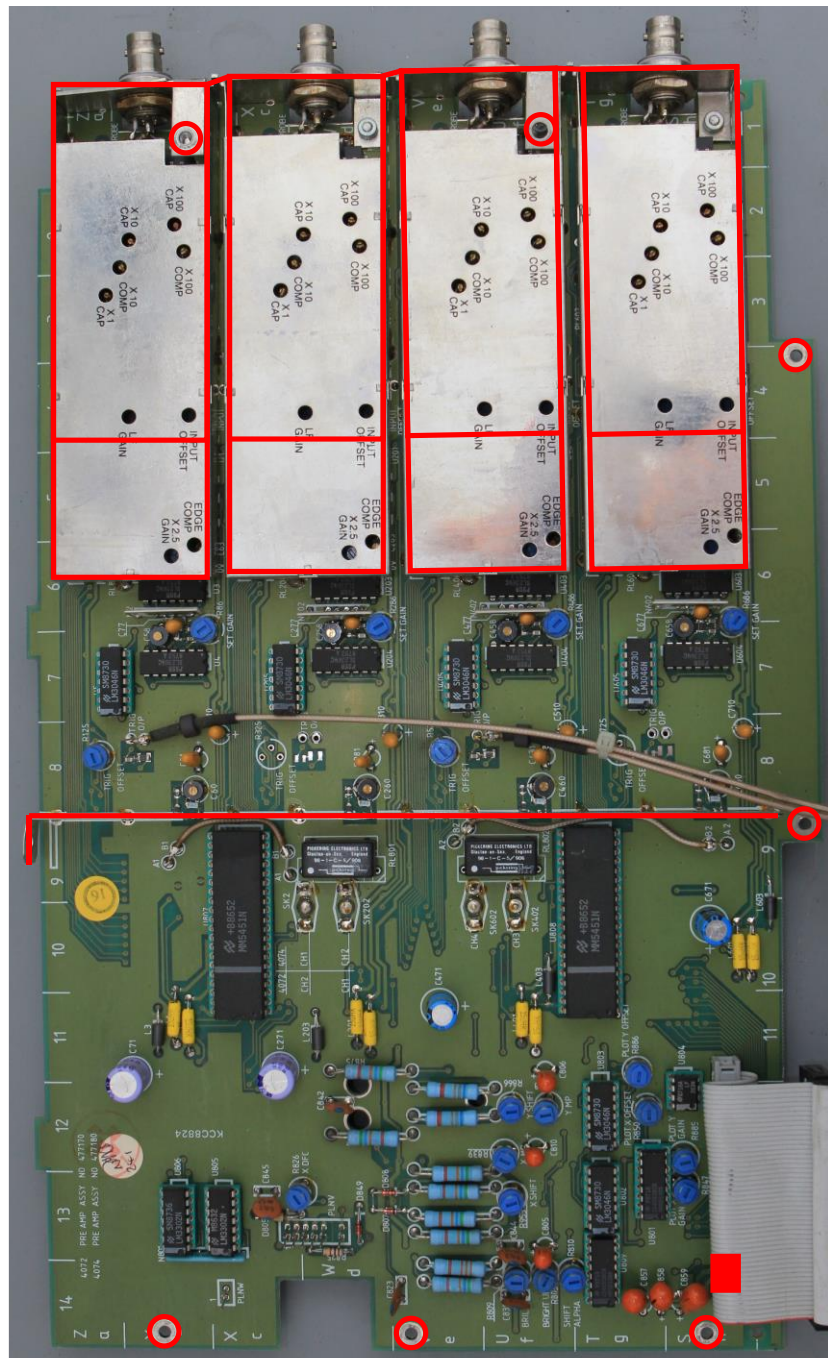
Die Transistorschaltung versorgt sich aus dem globalen +5V-Potential. Das Verhalten einer jeden lokalen +5V-Versorgung wird durch das Netzwerk an der Basis des Transistors definiert. Dort befindet sich ein RC-Glied mit einer hochohmigen 2,7k Ω -Anbindung an das +12V-Potential und einer niederohmigen

150 Ω -Anbindung an das +5V-Potential. Durch diesen Aufbau ergeben sich für die lokale +5V-Versorgung zwei besondere Eigenschaften. Ist die Schaltung unbelastet, so stellt sich über die zwei Widerstände am Kondensator eine Spannung von ungefähr 5,4V und somit eine Ausgangsspannung von mehr oder weniger 5V ein. Wird die Schaltung belastet und fließt entsprechend ein Strom aus dem Emitter des Transistors, so fließt ein, um dessen Verstärkung reduzierter Strom, in die Basis. Dieser Basisstrom reduziert über die zwei Zuleitungswiderstände das Potential an der Basis und damit die Ausgangsspannung. Im laufenden Betrieb des Oszilloskops beträgt die Ausgangsspannung etwas mehr als 4,5V. Bei höheren Lastströmen reduziert sich das Basispotential und damit die Ausgangsspannung weiter. Die Schaltung könnte folglich als eine Art Strombegrenzung dienen. Im Gesamtverbund gesehen ist das hier aber ziemlich sicher nicht der Fall. Die begrenzende Funktion würde erst im Bereich um 1A wirksam werden und wäre durch den recht großen 220 μ F-Kondensator auch noch um eine nicht unerhebliche Zeit verzögert. Die damaligen Modelle des eingesetzten Transistors (BC818-40) bieten oft nur eine maximale Stromtragfähigkeit von 500mA und würden daher vor dem Einsetzen der Strombegrenzung zerstört werden. Dazu kommt, dass das SOT23-Package die anfallende Verlustleistung garnicht abtransportieren könnte. Die Gesamtstromaufnahme einer Eingangsstufe lässt sich über den Basisstrom mit ungefähr 100mA abschätzen. Dieser Wert erhöht sich auch im Einschaltvorgang oder in extremen Arbeitspunkten kaum. Eine Strombegrenzung erscheint daher allgemein unnötig.

Die zweite Eigenschaft der lokalen 5V-Versorgung ist eine Einschaltverzögerung. Der Kondensator an der Basis des Transistors muss zuerst aufgeladen werden, bevor das lokale 5V-Potential verfügbar ist. Über den 150 Ω -Widerstand ergibt sich eine Zeitkonstante von 33ms. Fraglich bleibt ob und warum eine Einschaltverzögerung notwendig war. Denkbar wäre, dass die Relais die Eingangssignale erst dann zu den Eingangsstufen durchschalten sollen, wenn deren Versorgungsspannungen verfügbar und belastbar sind. Es existieren durchaus Verstärkerschaltungen, die Schaden nehmen, wenn am Eingang ein Potential aber noch keine Versorgung anliegt. Nun ist es aber so, dass die Ansteuerung der Relais selbst dafür sorgt, dass erst nach einer vollständigen Initialisierung durch den Hauptrechner die Relais aktiviert und damit die Eingangssignale durchgeschaltet werden. Dafür wäre die Einschaltverzögerung der 5V-Versorgung folglich nicht notwendig. Die Verstärker der Eingangsstufen scheinen außerdem recht robust gegenüber dem Einschaltverhalten der Versorgungsspannungen zu sein. Ein weiterer denkbarer Grund für die Einschaltverzögerung wären zuletzt noch die auf die Eingangsstufen folgenden Schaltungsteile. Ein hartes Einschalten könnte dort zu potentiell problematischen Spannungsspitzen führen. Tatsächlich sind an den Übergabeschnittstellen der Eingangsstufen aber genügend niederohmige Pull-Down-Widerstände verbaut, so dass die Spannungen nicht allzu hoch ansteigen können. Damit bleiben nur noch schwer zu ergründende transiente Vorgänge als Erklärung für die Einschaltverzögerung.



Zwei der vier 220 μ F-Kondensatoren in der lokalen 5V-Versorgung mussten bei diesem Gerät anscheinend schon einmal ausgetauscht werden. Auf der rechten Seite befinden sich zwei Phillips-Kondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von 10V während links zwei Kondensatoren von RS-Components mit einer Spannungsfestigkeit von 16V verbaut sind. Das Servicemanual gibt eine Spannungsfestigkeit von 10V vor. Die Phillips-Kondensatoren dürften folglich die originalen Typen sein. Die Bestückplätze lassen aber auch die 16V-Typen mit ihrem etwas größeren Durchmesser zu.

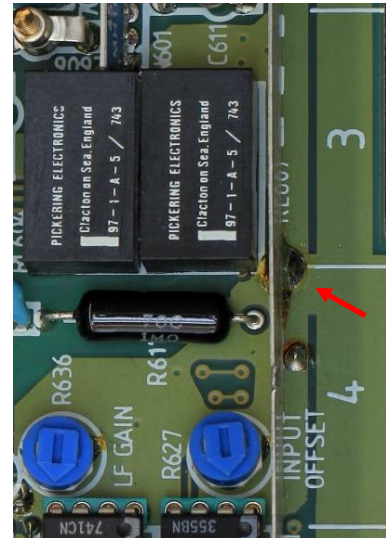


Die vorderen Schaltungsteile der vier Eingangsstufen sind einzeln, beidseitig mit Schirmblechen abgedeckt. Diese Elemente schirmen nicht nur die empfindliche Eingangsbeschaltung gegen Störungen ab, sie dienen auch der Masseanbindung und -verteilung. Über sechs Leitungen des Flachbandkabels wird das analoge Massepotential des Oszilloskops übertragen. Es lässt sich aber kaum für die Eingangsstufen nutzen. Durch die Reduktion der Schaltung auf eine zweilagige Platine und die enorme Ausdehnung derselben ist es unmöglich den vordersten Funktionsblöcken allein über das Layout das Massepotential mit einer niedrigen Impedanz und damit hochfrequenztauglich zuzuführen. Um diesen Makel zu kompensieren, verbanden die Entwickler die ganze Baugruppe massiv mit dem Gehäuse, das ebenfalls das Massepotential überträgt. Jede der, über die drei Seiten der Platine verteilten, Befestigungsschrauben schafft hierfür einen Strompfad. Die Masseanbindung und -verteilung ist allerdings nicht willkürlich massiv ausgeführt. Die unteren drei Schrauben dienen vor allem den Bildröhrendstufen und den Hilfs-schaltungen als Bezugspotential. Die Triggerquellen- und Nutzsignalauskopplung in der Mitte der Platine stellen neuralgische Punkte dar, die besonders auf eine hochfrequenztaugliche Masse angewiesen sind. Dafür befindet sich auf dieser Höhe über die ganze Breite der Baugruppe ein Blechstreifen, der seitlich am Gehäuse verschraubt ist und das dortige Massepotential mittels mehrerer Lötstellen über die Platine verteilt. Die mittlere Verschraubung auf der rechten Seite unterstützt diesen Massepfad. Die

oberen Schirmbleche sind an zwei Stellen mit dem Frontpanel verschraubt und verteilen das dortige Massepotential über vier Schrauben und mehrere Lötstellen niederohmig auf die verschiedenen Schaltungsteile der Eingangsstufen. Die unteren Schirmbleche verringern die Impedanz des Massepfads weiter.

Die oberste Verschraubung am rechten Rand dient in erster Linie einer Abschirmung auf der Platinoberseite als Bezugspotential. Die Abschirmung besteht aus einem Kupferstreifen am rechten Rand der Platine. Ein solcher Streifen befindet sich ebenso ganz links neben dem ersten Kanal. Beide Abschirmungen sind von den Massepotentialen der benachbarten Kanäle und der vorderen Kante der Platine isoliert. Rechts existiert allerdings mittig eine ungefähr ein Zentimeter lange Verbindung zwischen der Abschirmung und dem Bezugspotential des vierten Kanals. Da die anderen, identisch aufgebauten Kanäle auch ohne zusätzliche Masseanbindung an dieser Stelle zufriedenstellend funktionieren, scheint die Verbindung eher Störpotential als großen Nutzen mit sich zu bringen.

Die Verwendung des Gehäusepotentials als Signalmasse kann bei entsprechend massiver Auslegung und einem sinnvollen Massekonzept des restlichen Geräts durchaus zu guten Ergebnissen führen. Ideal ist das Vorgehen dennoch nicht, da sich die im Gehäuse und der Schirmung fließenden Ableitströme kaum kontrollieren lassen. Die daraus hervorgehenden Spannungsabfälle beeinflussen das Bezugspotential der Eingangsstufen und stören im schlechtesten Fall das Nutzsignal. Die bessere Lösung wäre eine Isolation von Gehäuse, Schirmung und Signalmasse bis zu einem zentralen, sinnvoll platzierten Massepunkt. Der Aufwand für eine solche Umsetzung ist allerdings sehr viel höher. Dazu kommt, dass bei hohen Frequenzen, wie sie hier vorkommen, kapazitive Koppelpfade eine vollständige Isolation der Bezugspotentiale realistisch unmöglich machen.

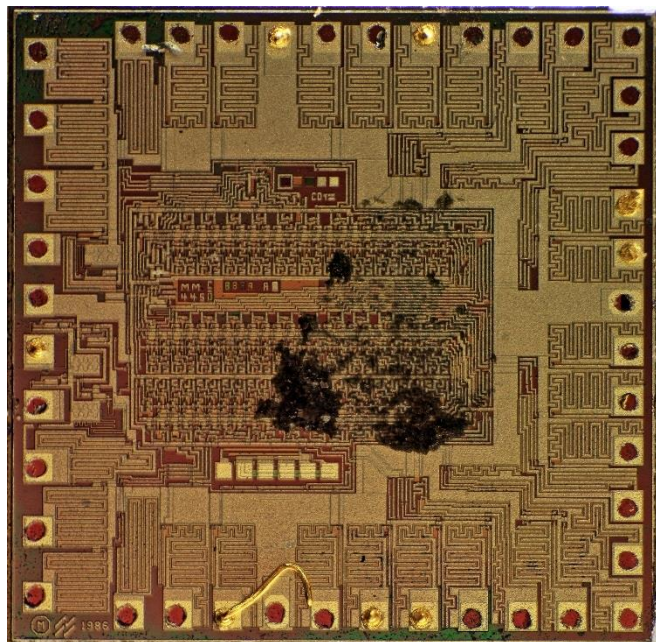


2.2 Steuerung

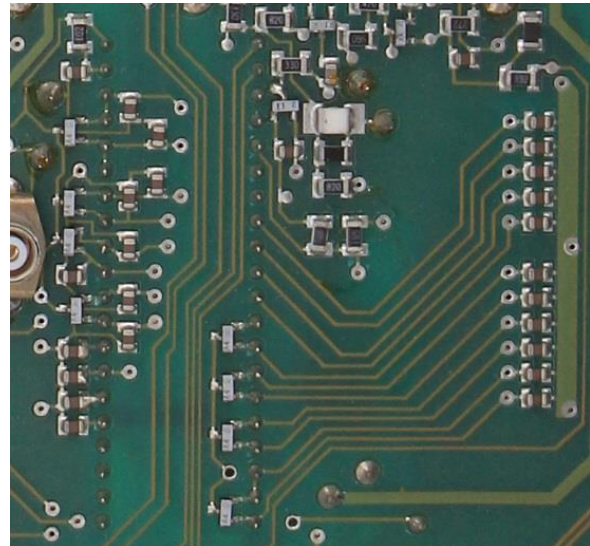


Die Konfiguration der Eingangsstufen erfolgt vom Hauptrechner aus über digitale und analoge Steuersignale. Die analogen Steuersignale werden einzeln über die Backplane übertragen und greifen direkt in die jeweiligen Schaltungsteile ein. Die digitalen Steuersignale generieren zwei große sogenannte LED-Treiber vom Typ MM5451. Der Hauptrechner kontrolliert die darin enthaltenen Endstufen über zwei serielle Datenleitungen und eine gemeinsame Taktleitung.

Das hier zu sehende Die stammt aus einem Teilesponder. Über den Rand sind die 35 großen Transistoren verteilt, die maximal 15mA gegen Masse schalten können. Mittig befindet sich die Steuerungslogik. Gut erkennbar sind die regelmäßigen Strukturen der Schieberegister, die die aktuelle Konfiguration speichern. Die Steuerung in den MM5451 sorgt dafür, dass nach der Inbetriebnahme die Ausgänge erst aktiviert werden, wenn ein vollständiger Datensatz empfangen wurde. So ist sichergestellt, dass keine ungewollte Ansteuerung der angeschlossenen Schaltungsteile erfolgt. Je Eingangsstufe greifen vier Steuersignale direkt in die Schaltungen ein, bis zu acht Steuersignale schalten Relais.



An den Endstufen, die die Relais ansteuern, befinden sich SOT-23-Doppeldioden die Freilaufpfade darstellen und die Abschaltenergie ableiten. Jeder Ausgang der LED-Treiber ist über einen 10nF-Kondensator gegen Masse entstört. Neben der Entstörung des Schaltvorgangs können über diese Kondensatoren auch hochfrequente Ströme abfließen, die sich eventuell aus den Eingangsstufen in die Steuerleitungen einkoppeln.



Um Störströme möglichst schon an der Quelle zu neutralisieren, befindet sich an den zwei Steueranschlüssen jedes Relais zusätzlich je ein 10nF-Kondensator, der auf kürzestem Weg zur Masse führt. Die Kapazität zwischen dem Signalpfad und dem Ansteuerpfad der Relais beträgt zwar laut Datenblatt nur 2,5pF, für ein 100MHz-Signal stellt diese Kapazität aber nur noch eine Impedanz von 637Ω dar. Darüber können durchaus relevante Ströme abfließen und andere Schaltungsteile stören. Die Kapazitäten direkt an den Pins der Relaisspulen bieten für solche Ströme im Vergleich zur Ansteuerungsleitung einen sehr viel niederohmigeren Massepfad ($<1\Omega$). Entsprechend fließen Störsignale aus den Relais hauptsächlich darüber ab.

Das Gould 4074 bietet neben einem analogen auch ein digitales Massepotential. Obwohl die LED-Treiber eindeutig einen digitalen Schaltungsteil darstellen, muss die komplette Eingangsstufenbaugruppe mit dem analogen Massepotential auskommen. Das ist praktikabel, da die seriellen Schnittstellen der LED-Treiber inklusive dem zugehörigen Taktsignal nur aktiviert werden, wenn die Konfiguration der Eingangsstufen geändert werden soll. Das ist ausschließlich beim Umschalten der Eingangsempfindlichkeit oder der Kopplung der Fall. Während dieser Zeit sind Störungen der Eingangssignale nicht relevant. Der Verzicht auf eine Zuführung der digitalen Masse verhindert zudem, dass Störungen daraus in die empfindlichen Eingangsstufen einkoppeln.

Die elektrische Konfiguration der Eingangsstufen ist gegenüber der, in älteren Geräten oft eingesetzten, mechanischen Steuerung aus mehrerlei Gesichtspunkten vorteilhafter. Der größte Vorteil liegt darin, dass man bei der Konstruktion des Oszilloskops an weniger mechanische Vorgaben gebunden ist. Potentiometer und Schalter, die direkt in die Eingangsstufen eingreifen, müssen in unmittelbarer Nähe zu den restlichen Schaltungsteilen platziert werden. Diese Anforderung ergibt sich zum einen aus der hohen Bandbreite der zu verarbeitenden Signale, zum anderen würden lange Verbindungsleitungen diverse Einkopplungsmöglichkeiten für Störsignale bieten. Gleichzeitig müssen sich die Bedienelemente aber verständlicherweise an der Gerätefront befinden. Die mechanische Verbindung von Bedienelement und elektrischer Komponente kann abhängig von der Gesamtkonstruktion des Geräts relativ aufwändig werden. Eine elektrische Ansteuerung gibt dem Entwickler mehr Freiheit bei der Anordnung der einzelnen Baugruppen.

Ein weiterer Vorteil der indirekten Eingangsstufensteuerung ist die Tatsache, dass man weniger elektromechanische Bauteile wie Potentiometer und Schalter im Signalpfad einsetzen muss. Diese weisen an sich schon keine idealen Hochfrequenzeigenschaften auf und können im Laufe der Zeit verschmutzen und korrodieren. Die elektrische Steuerung bringt dafür gewisse schaltungstechnische Herausforderungen mit sich, die während der Entwicklung bewältigt werden müssen.

Als dritter Punkt bleibt zu nennen, dass erst durch die Entkopplung der Bedienelemente auch die vollständige Fernsteuerung des Geräts über Schnittstellen wie GPIB oder RS423/RS232 möglich wird. Schließlich muss der Hauptrechner dafür einen vorrangigen Zugriff auf alle Einstellungen haben.

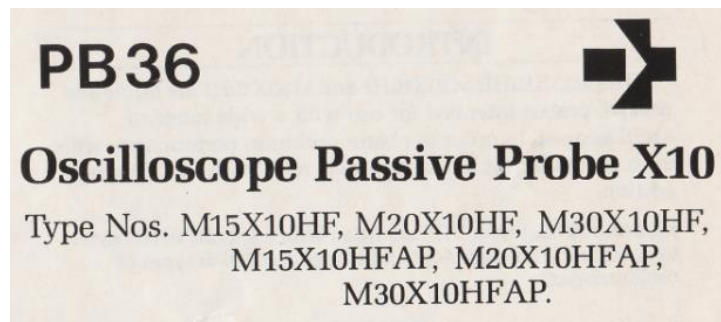
2.3 Tastkopfschnittstellen und Tastköpfe



Benutzt man geeignete Tastköpfe, so kann das Gould 4074 deren Teilerfaktoren erkennen und korrigiert entsprechend die Anzeige der Empfindlichkeit auf dem Bildschirm, Messungen und Berechnungen. Die Erkennung der Teilerfaktoren erfolgt über einen zusätzlichen Kontaktring um die BNC-Buchsen und einen federnd gelagerten Stift am Stecker des Tastkopfs. Der Ring ist im Oszilloskop über einen 22k Ω -Pull-Up-Widerstand mit dem 5V-Potential verbunden. Ein 1:1-Tastkopf beeinflusst das Potential nicht weiter. Ein 1:10-Tastkopf beinhaltet einen 11k Ω -Widerstand, der den Ring mit Masse verbindet und so dessen Potential auf 1,7V reduziert. 1:100-Tastköpfe legen den Ring hart auf Massepotential. Ein ebenfalls von Gould verfügbarer 1:1000-Tastkopf besitzt keine eigene Kodierung. An jedem Kanal vergleichen zwei Komparatoren das jeweilige Ringpotential mit zwei Potentialen, die ein gemeinsamer Spannungsteiler aus drei Widerständen generiert. Der erste Komparator schaltet rechnerisch bei 1,93V, der Zweite bei 1,34V. Die Ausgänge der viermal zwei Komparatoren bilden einen acht Bit breiten, lokalen Datenbus, der die Teilerfaktorinformationen über die Backplane weiterleitet. Die Bauteile dieser Schaltung befinden sich in der unteren linken Ecke der Baugruppe neben den Bildschirmendstufen.



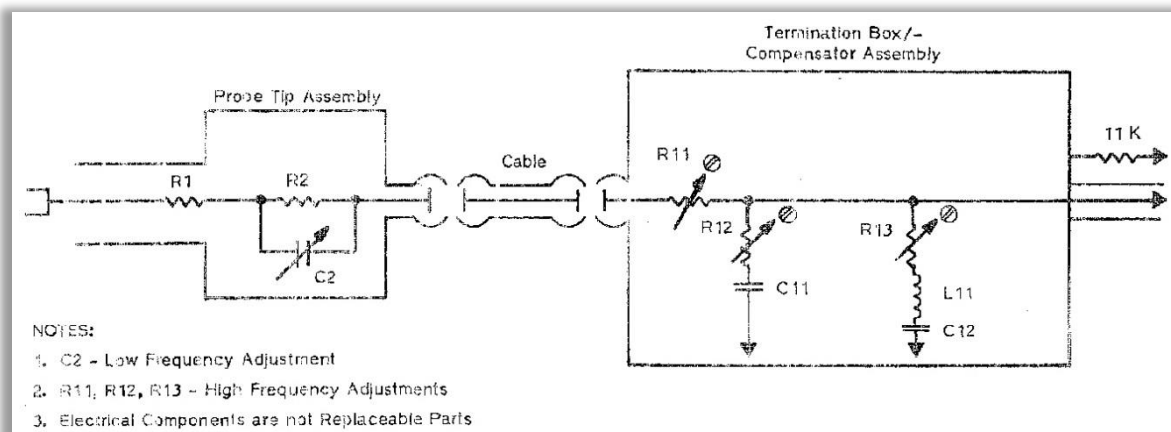
Ein weit verbreitetes Beispiel für die Familie der Gould-Tastköpfe ist der PB36. 1992/93 waren dafür 95\$ zu entrichten, was inflationsbereinigt ungefähr 150€ entspricht. Der 300MHz-Tastkopf stellt zur damaligen Zeit das schnellste von Gould verfügbare Modell dar.



Bei diesem und vermutlich auch den anderen Tastköpfen handelt es sich nicht um ein von Gould entwickeltes Produkt. Die Beschreibung des Tastkopfs gibt auf der ersten Seite freiweg den Typ „M15X10HF“ an. Dabei handelt es sich um die Bezeichnung des eigentlichen Herstellers „Test Probes Inc.“. Der gleiche Tastkopf wurde mit minimalen optischen Änderungen auch von Ballantine Laboratories, Hewlett Packard und natürlich von Siemens vertrieben. E-Z-HOOK hatte ein alternatives Produkt unter der Bezeichnung „90-10-1-HR“ im Programm.



Wie bei schnellen Tastköpfen gängig, befindet sich am BNC-Stecker ein Kompensationsnetzwerk. Schraubt man dort die Knickschutztülle ab, so kann man die Kunststoffkappe abziehen und legt drei Justageschrauben frei. Auf diese Weise lässt sich auch das sehr spezielle Verbindungskabel vom Kompensationsnetzwerk lösen.



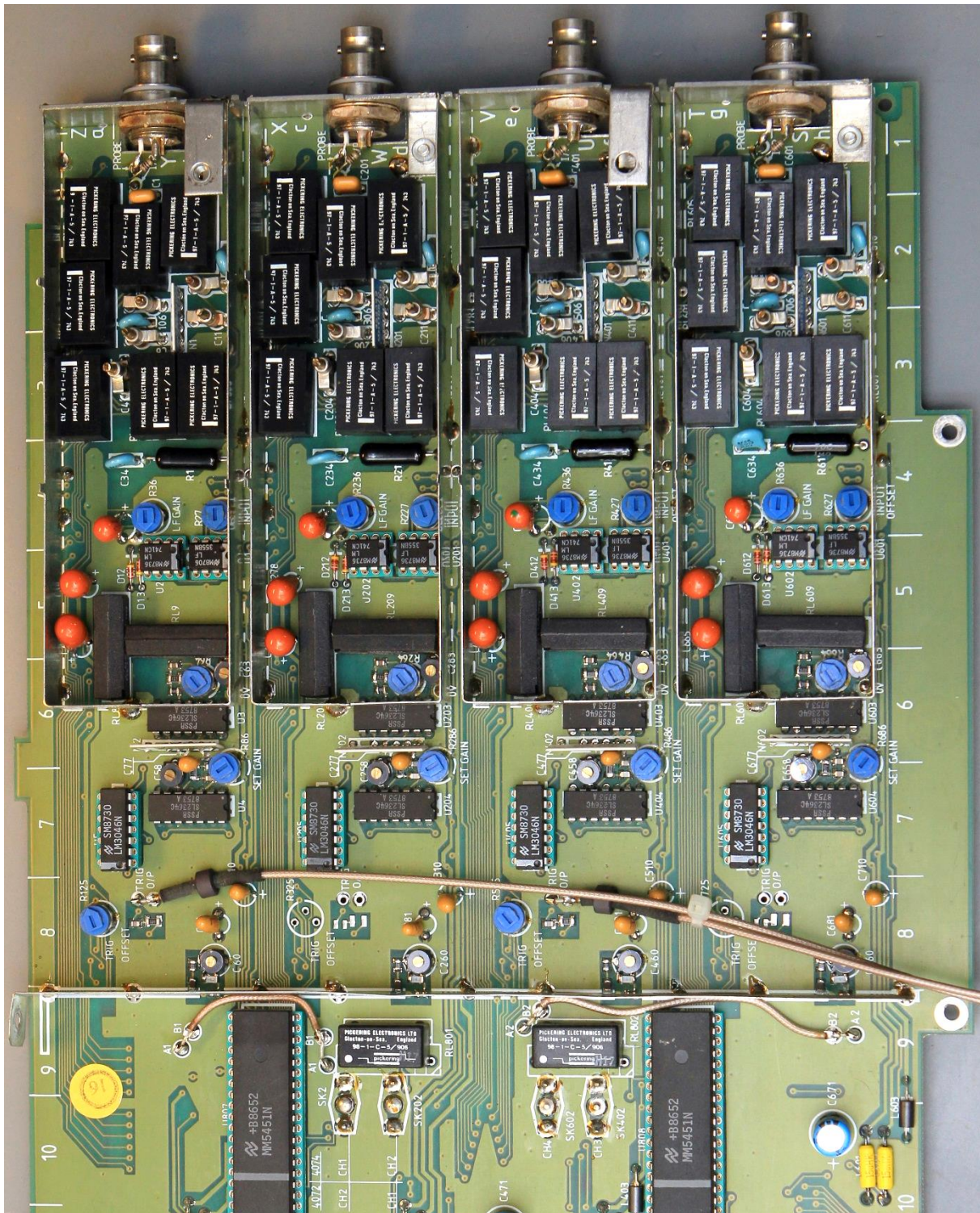
Über die noch existierende Firma Bellantine Laboratories und deren äußerst hilfsbereiten Generaldirektor war es möglich ein Datenblatt aufzutreiben, in dem der Aufbau des Tastkopfs detaillierter dargestellt ist als in der kurzen Beschreibung, die von Gould beigelegt wurde.

Der Widerstand R1 an der Spitze des Tastkopfs ist üblicherweise verhältnismäßig niederohmig. Er sorgt für eine gewisse Dämpfung, die Reflektionen an der Tastkopfspitze reduziert. Der im Tastkopf verbaute und immer zugängliche Kondensator C2 ermöglicht die übliche Anpassung des Spannungsteilerwiderstands R2 an den Eingang des jeweils genutzten Oszilloskopkanals. Für diesen Abgleich ist der am Oszilloskop verfügbare Abgleichtakt ausreichend. Legt man Wert auf die korrekte Darstellung von Frequenzen im höheren Megahertzbereich, so bietet der Tastkopf zusätzlich die Möglichkeit die Übertragungsfunktion in diesem Frequenzbereich abzugleichen. Die dem Gould-Tastkopf beigelegte Beschreibung empfiehlt für den Abgleich des oberen Frequenzbereichs die Nutzung eines Impulsgenerators mit einer Anstiegszeit $<1\text{ns}$, was bereits herausfordernd ist. Bellantine Laboratories gibt sogar $<200\text{ps}$ vor. Im Zubehör des Tastkopfs ist ein Adapter enthalten, der es ermöglicht die Tastkopfspitze mit ihrem Massering direkt mit einem BNC-Stecker zu verbinden, so dass die Gefahr von Reflektionen auf Grund

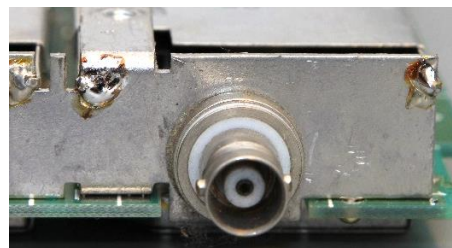
von Impedanzsprüngen möglichst gering ist. Bei den kurzen Anstiegszeiten der Kalibrationspulse ist es außerdem wichtig die Ausgangsimpedanz des Pulsgenerators, die oft 50Ω beträgt, an den hochohmigen Tastkopf anzupassen. Dafür sollte idealerweise kein T-Adapter mit einer 50Ω -Terminierung verwendet werden, sondern eine Durchführungsterminierung. Ganz grundsätzlich sind Anstiegszeiten von $<200\text{ps}$ und die darin enthaltenen Frequenzen im Gigaherzbereich bereits an der Grenze dessen was über ein BNC-System übertragen werden kann.

Der Abgleich der Übertragungsfunktion im höheren Frequenzbereich erfolgt über die drei Justageschrauben am Kompensationsnetzwerk des Tastkopfs. Der Potentiometer R11 entspricht in der Tastkopfbeschreibung von Gould dem Trimmer B in der Mitte der Abgleichbox. Über dieses Potentiometer lässt sich die Qualität der steigenden Flanke, also die Übertragung der höchstens Frequenzen abgleichen. Der Widerstandswert führt in Kombination mit den folgenden Kondensatoren zu einem mehr oder weniger ausgeprägten Tiefpasseffekt. Der Potentiometer R12 entspricht bei Gould dem Trimmer C, der über die Anbindung eines zusätzlichen Kondensators eine Anpassung des vergleichsweise niedrigen Frequenzbereichs ermöglicht. Dieser Pfad ergänzt die einfache Anpassung in der Tastkopfspitze. Der Potentiometer R13 entspricht bei Gould dem Trimmer A, der den in diesem Zusammenhang mittleren Frequenzbereich beeinflusst. Das darunter angeschlossene LC-Glied definiert den Frequenzbereich, in dem der Pegel angepasst werden kann. Eine Änderung des Widerstands ändert nicht nur den Pegel, sondern über die Güte des Schwingkreises auch die Breite des beeinflussbaren Frequenzbereichs. Bei kleinen Änderungen ist dieser ungewollte Nebeneffekt aber zu verschmerzen.

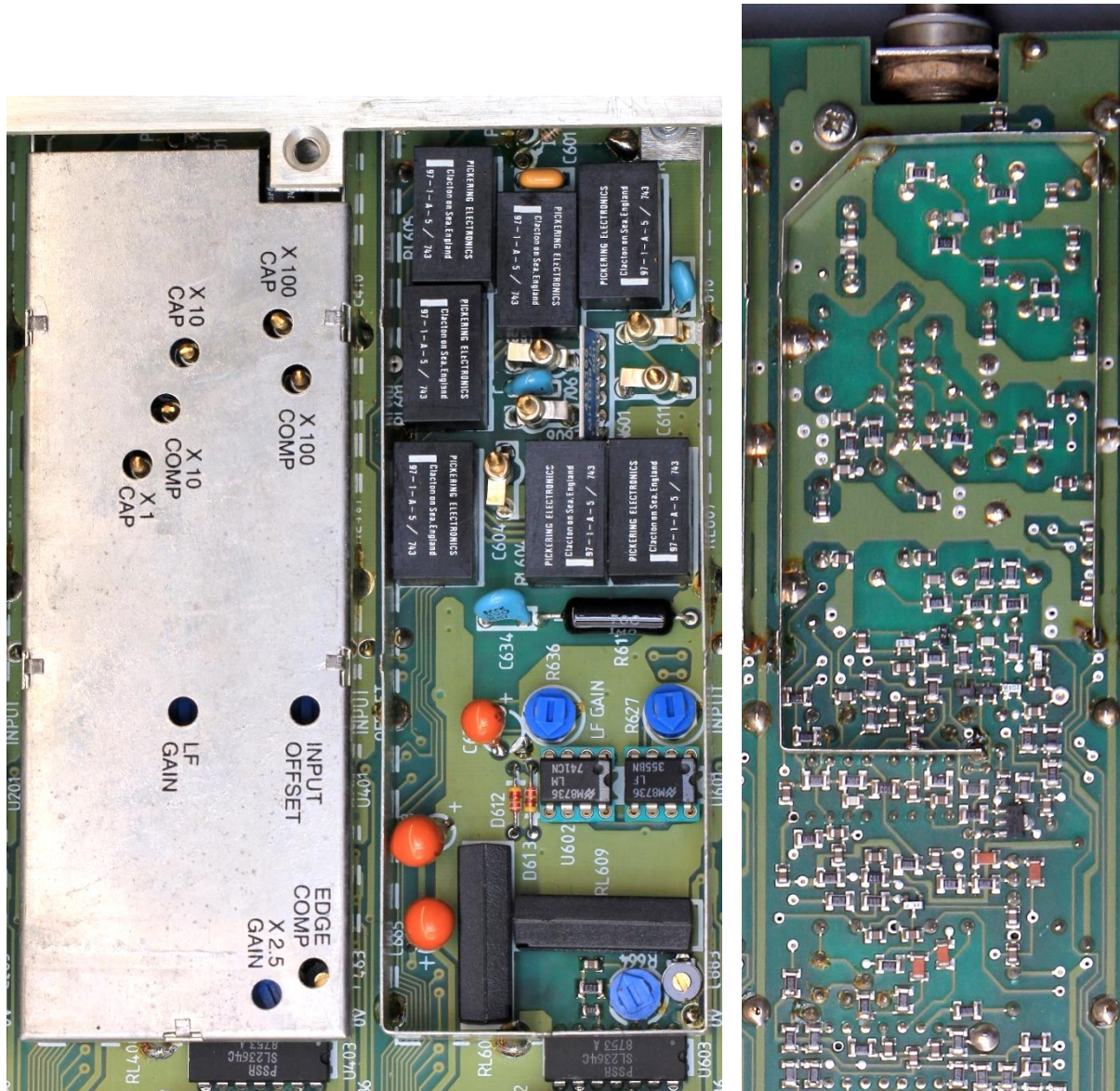
2.4 Signalaufbereitung



Die vier BNC-Buchsen, die die zu analysierenden Signale entgegen nehmen, sind in einem stabilen Metallstreifen an der Oberseite der Platine verschraubt. Diesen Metallstreifen fixieren wiederum vier Verschraubungen auf der Platine. Zwei weitere Anschraubpunkte am Kanal 1 und 3 stützen die Konstruktion am Frontpanel ab. Die massive Ausführung ist nicht nur aus Stabilitätsgründen notwendig. Sie stellt außerdem sicher, dass die äußeren Kontakte der BNC-Buchsen niederohmig an



den Potentialausgleich angebunden sind. So können bei Potentialdifferenzen zwischen dem Bezugspotential des Oszilloskops und dem Bezugspotential des Eingangssignals relativ hohe Ströme abfließen, ohne dass das Oszilloskop Schaden nimmt. Außerdem sorgt die Niederohmigkeit für einen verlässlichen Potentialausgleich und damit niedrige Berührungsspannungen. Der Metallstreifen stellt auch den vorderen Abschluss des geschirmten Bereichs dar. Die Rahmen der Schirmung sind mit dem Metallstreifen verlötet.



In den dem Gehäuse zugewandten Schirmblechen befinden sich mehrere Durchbrüche, die einen Abgleich des Eingangsverstärkers ermöglichen. Sie sind entsprechend sofort zugänglich sobald man die untere Gehäusehälfte des Oszilloskops entfernt hat. Die Abschirmungen bestehen jeweils aus einem Rahmen und einem Deckel. Die Abdeckungen lassen sich entfernen, indem man die Metallzungen des seitlichen Blechrahmes nach oben biegt. Die Schirmung auf der Platinenunterseite ist grundsätzlich gleich aufgebaut, enthält aber keine Durchbrüche.

Jeder Rahmen ist über mehrere Pins mit dem Massepotential der Platine verbunden, worüber eine Masseanbindung mit niedriger Impedanz gewährleistet ist. Bei genauerer Betrachtung fällt auf, dass es sich nicht nur um eine möglichst großflächige Anbindung handelt. Die Massepotentiale der einzelnen Kanäle sind hinter dem Metallstreifen der Front voneinander getrennt. Zusammengeführt werden sie erst wieder auf Höhe des zweiten Metallstreifens in der Mitte der Platine. Dieser Aufbau reduziert die Gefahr von Überkopplungen zwischen den Kanälen.

In der unteren rechten Ecke der Schirmung wurde über ein Stück Draht eine zusätzliche, aus Fertigungssicht umständliche Masseanbindung realisiert. Auf der Platine befindet sich dazu eine mit „0V“ beschriftete Durchkontaktierung. Einen weiteren Pin aus dem Schirmblech auszuformen war wahrscheinlich nicht möglich, da das Layout an dieser Stelle nicht genug Freiraum bietet. Gleichzeitig ist dort die Masseanbindung über das Layout sehr dünn ausgeführt. Eine Verstärkung der Massezuführung war entsprechend absolut geboten. So hat man sich wohl für diesen Kunstgriff entschieden und die umständlichere Fertigung in Kauf genommen.

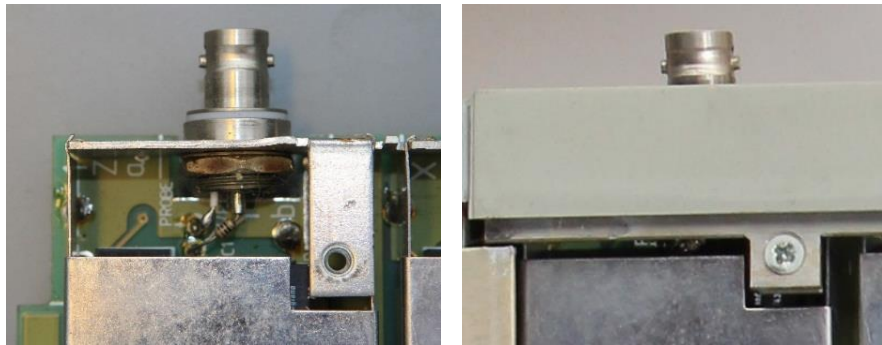
Bei der Entwicklung wurde viel Wert darauf gelegt das Nutzsignal möglichst gut von Störquellen abzuschotten. Das Layout der vier Eingangsstufen ist vollkommen gleich ausgeführt. Abgesehen von den vordersten Bereichen ist jede Eingangsstufe auf der Platinenoberseite fast vollflächig von einer Massefläche bedeckt. Diese Masseflächen wirken als Schirm gegen Störungen von außen und Überkopplungen zwischen den Kanälen. Auf der Platinenunterseite besitzt jede Eingangsstufe rechts eine abschirmende Masseleitung. An der linken Kante schirmt die Masseleitung des benachbarten Kanals. Die Steuerleitungen einer jeden Eingangsstufe verlaufen auf der Platinenoberseite an der linken Kante des jeweiligen Kanals. Erst dort wo sich die zugehörigen aktiven Elemente befinden führt das Layout die Steuerleitungen in die inneren Bereiche.



Zwischen den BNC-Buchsen und der Platine befindet sich ein 100Ω-Widerstand. Dieser Widerstand erfüllt zwei Aufgaben. Je nachdem welche Signalquelle an das Oszilloskop angeschlossen wird, ändert sich die Impedanz an den BNC-Buchsen abrupt. Der serielle Widerstand dämpft diesen Effekt etwas und reduziert so die Gefahr, dass hohe Frequenzanteile reflektiert werden. Die Eingangsbeschaltung ist auf hochohmige Tastköpfe optimiert. Bis in den unteren dreistelligen Megahertzbereich sind hochohmige Tastköpfe gut geeignet, da sie die zu messenden Signale nicht allzu sehr belasten. Bei höheren Frequenzen stellt die Kapazität der Tastköpfe die dominante und nicht mehr zu vernachlässigende Last für das zu messende Signal dar. Aus diesem Grund werden bei höheren Frequenzen 50Ω-Systeme oder aktive Tastköpfe eingesetzt. Auch wenn das Gould 4070 nur eine Bandbreite von 100MHz bietet, so lässt sich dennoch nicht ausschließen, dass es an 50Ω-Systeme angeschlossen wird oder im zu messenden Signal höhere Frequenzanteile enthalten sind. Befindet sich dann an der BNC-Buchse des Oszilloskops keine qualitativ ausreichende 50Ω-Durchführungsterminierung, so können Reflektionen zu verwirrenden Störungen führen. Der 100Ω-Widerstand hinter der BNC-Buchse ersetzt zwar keine 50Ω-Terminierung, kann aber Reflektionen reduzieren.

Der Widerstand dient außerdem als eine Art Sicherung. Bei 100MHz stellt die Eingangskapazität von 20pF eine Impedanz von 80Ω dar. Bei 300MHz beträgt die Impedanz nur noch 27Ω. Entsprechend lassen bei hohen Frequenzen bereits niedrige Spannungen sehr hohe Ströme fließen, die den Eingangsverstärker beschädigen können. Der zusätzliche 100Ω-Widerstand macht das Oszilloskop zwar nicht sehr viel robuster gegen hohe hochfrequente Spannungen, er stellt aber das Element dar, an dem im Überlastfall ein Großteil der Verlustleistung abfällt. Übermäßige Belastung führt letztlich zur Zerstörung des Widerstands. Die fliegende Verdrahtung sorgt dafür, dass der empfindliche Eingangsverstärker dabei nicht beschädigt wird.

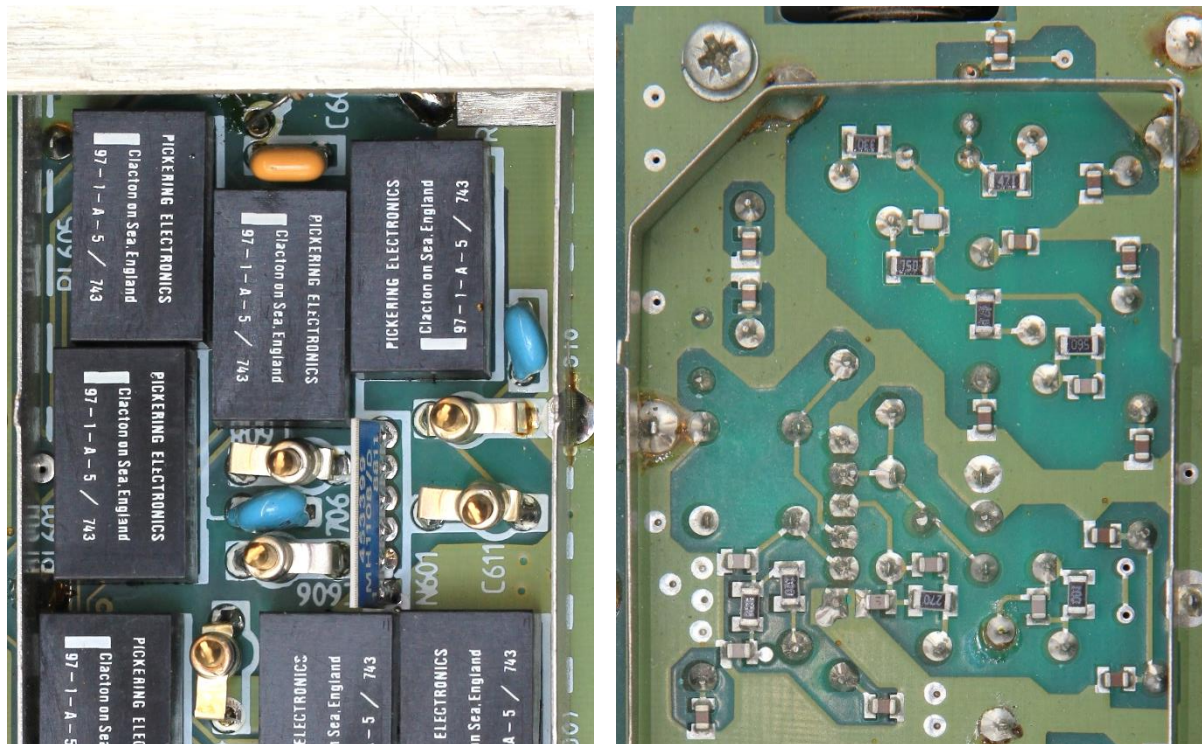




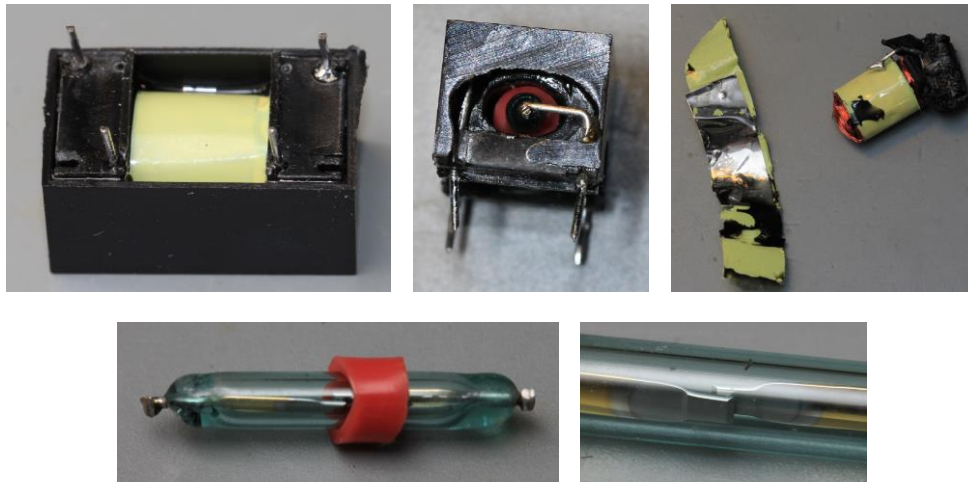
Das Schirmblech des Eingangsverstärkers reicht nicht ganz bis zum Frontrahmen, so dass man den Eingangswiderstand relativ einfach überprüfen kann, ohne in die empfindliche Signalaufbereitung eingreifen zu müssen. Eingebaut in das Gehäuse übernimmt der Rahmen des Frontpanels die Abschirmung des offenen Bereichs.

2.4.1 1/1-, 1/10-, 1/100-Abschwächer

Auf den 100 Ω -Schutzwiderstand folgen die Umschaltung zwischen Gleich- und Wechselspannungskopplung und dahinter drei verschiedene Dämpfungsglieder. Die Abschwächer passen den Eingangsspannungsbereich an, der mit Empfindlichkeiten von 2mV/div bis 5V/div mehr als eine Größenordnung überstreicht. Ohne eine Anpassung des Eingangspegels wäre es erheblich komplizierter und vor allem aufwändiger die nachfolgenden Funktionsblöcke auszulegen.



Unter der Abschirmung fallen zuerst die vielen Relais der britischen Firma Pickering ins Auge. Es handelt sich um die Serie 97 (97-1-A-5) also nicht um spezielle Hochfrequenzrelais. Diese DIL-Relais sind mit einer Mu-Metall-Schicht ausgestattet, die ihr magnetisches Feld schirmt. Die geöffneten Kontakte stellen laut Datenblatt eine Kapazität von gerade einmal 0,1pF dar. Durch eine spezielle Epoxid-Vergussmasse besitzen sie außerdem einen sehr hohen Isolationswiderstand. Die Relais der Serie 97 werden heute noch produziert. Sie sind auch in der schlankeren SIL-Bauform erhältlich. Grundsätzlich wäre diese Form besser geeignet, um eine kleine Schaltung mit entsprechend guten Hochfrequenzeigenschaften realisieren zu können. Vermutlich wurde die breitere Bauform gewählt, da dort die Pins der Spule mehr Abstand von den Pins der Arbeitskontakte haben und so weniger Überkopplung stattfindet.



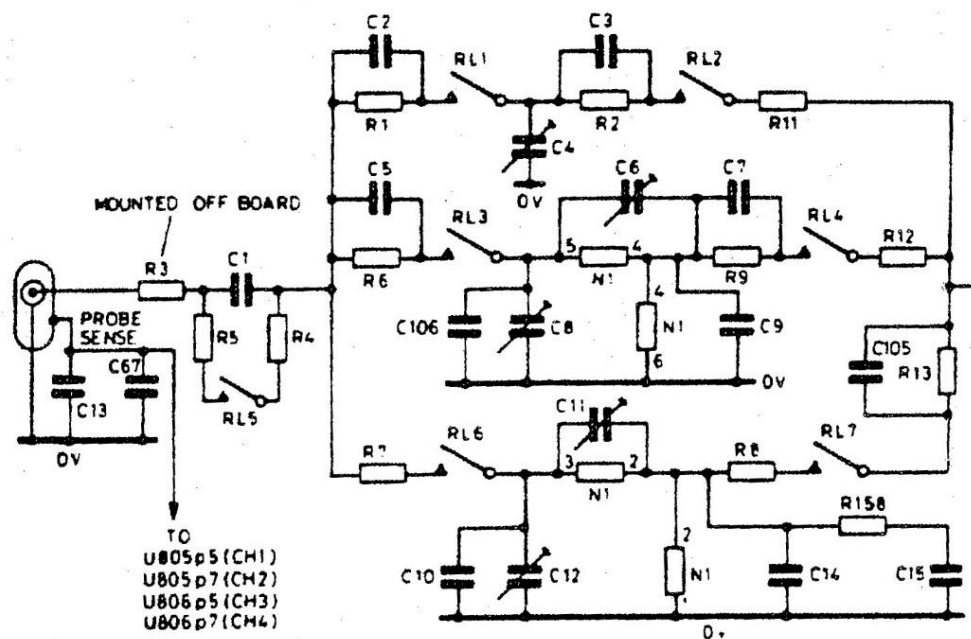
Die Verfügbarkeit einiger Teilesender in sehr schlechten Zustand ermöglicht es ein Relais für detailliertere Untersuchungen zu opfern. Das Kunststoffgehäuse ist auf der Unterseite offen und wird durch etwas Vergussmasse zusammengehalten. Bricht man das Gehäuse an der kurzen Seite auf, so ist darunter bereits das Glasgefäß des Reed-Schaltkontakts zu erkennen. Nach dem Durchtrennen der Zuleitungen lässt er sich aus der umgebenden Spule ziehen. Ein Stück Gummi fixiert das Glasgefäß in der Mitte der Spule und nimmt Kräfte auf, die durch, Temperaturänderungen bedingte, unterschiedliche Größenänderungen der verschiedenen Materialien entstehen können. Die Spule selbst ist mit einer Kunststoffolie umwickelt, die in der letzten Lage eine dünne Schicht Mu-Metall enthält. Die Bezeichnung „magnetisch geschirmt“ kann zu dem falschen Verständnis führen, dass das Bauteil kein magnetisches Feld in die Umgebung einprägen würde. Es wird zwar ein Großteil des seitlichen magnetischen Feldes vom Mu-Metall aufgenommen, es schließen sich aber weiterhin Feldlinien außerhalb des Gehäuses. Der Hauptgrund für die magnetische Schirmung von Reed-Relais ist die Möglichkeit sie mit höherer Packungsdichte auf der Platine platzieren zu können. Die Weiterleitung des Magnetfelds durch das Mu-Metall bringt diesbezüglich zwei Vorteile. Der magnetische Kreis kann kleiner gebaut werden und es wird möglich mehrere Relais direkt nebeneinander zu platzieren, ohne dass sich das äußere Feld eines Relais auf das benachbarte Relais auswirkt. So werden hohe Packungsdichten möglich, die im Bereich des Eingangsverstärkers äußerst hilfreich sind, um mit kurzen Signalwegen gute Hochfrequenzeigenschaften darstellen zu können.

Obwohl die Relais auch mit integrierter Freilaufdiode verfügbar sind, wurden hier stattdessen Freilaufdioden am ansteuernden Endstufenbausteinen verbaut. Durch diesen Aufbau fließt der Spulenstrom sowohl während der Ansteuerung als auch während der Freilaufphase den gleichen Weg vom Endstufenbaustein zum Relais. Setzt man dagegen ein Relais mit integrierter Freilaufdiode ein, so fließt der Strom während der Ansteuerung vom Endstufenbaustein zum Relais und in der Freilaufphase nur noch im Relais. Die sich abwechselnden Stromwege verursachen örtlich relativ steile Stromflanken, die in angrenzenden Schaltungsteilen Induktionsspannungen erzeugen können. Zwar sind Störungen während der Umschaltphase der Eingangsstufen weniger kritisch, es ist dennoch wünschenswert sie möglichst zu dämpfen. Sie können zum Beispiel beim automatischen Abgleich dazu führen, dass eine längere Totzeit eingeplant werden muss bis sich Potentiale eingeschwungen haben und Abgleichprozesse starten können.



Im späteren Verlauf der Eingangsverstärker ist das Signal weniger störanfällig und es sind weniger Relais verbaut, wodurch dort einfachere, ungeschirmte Relais der Firma Hamlin eingesetzt werden konnten.

Im Bereich des Abschwächers, halten die Signalleitungen möglichst großen Abstand zu den umgebenden Masseflächen. Aus Sicht der Isolationskoordination sind keine derartigen Abstände notwendig. An die Eingänge des Oszilloskops dürfen zwar Spannungen bis 400V angelegt werden, allerdings nur in der kleinsten Messkategorie 1, also zum Beispiel in Schaltungen, die keine direkte Verbindung zum Energieversorgungsnetz besitzen. Aus dieser Spezifikation heraus ergeben sich keine allzu hohen Anforderungen. Mehr als 1-2mm Isolationsabstand sollten dafür nicht notwendig sein. Die Abstände sorgen vielmehr dafür, dass die parasitären Kapazitäten zum Massepotential keine zu hohen Werte annehmen. Mit geringeren Abständen sind schnell Werte um 10pF erreicht, was bereits die Hälfte des Budgets für die Eingangskapazität aufbrauchen würde. Aus demselben Grund ist die Massefläche auf der Platinenoberseite im Bereich der Abschwächer ausgespart. Hinter dem Abschwächer tragen parasitäre Kapazitäten zwar nicht zur Eingangskapazität bei, sie bilden aber mit den unterschiedlichen Widerständen der Abschwächer unerwünschte Tiefpassfilter mit unterschiedlichen Eigenschaften, weswegen sie auch dort zu vermeiden sind.



Auf der Platine durchläuft das Eingangssignal zuerst die Umschaltung zwischen Gleich- und Wechselspannungskopplung. Dazu kann das Relais 5 den 56nF-Koppelkondensator im Signalfad überbrücken. Der Kondensator besteht aus X7R-Keramik. Eine COG-Keramik würde bei Spannungs- und Temperaturänderungen eine noch konstantere Kapazität darstellen, war aber mit den Werten 56nF / 500V zur damaligen Zeit wahrscheinlich noch nicht verfügbar.

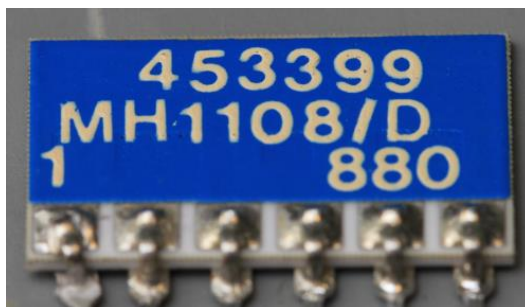
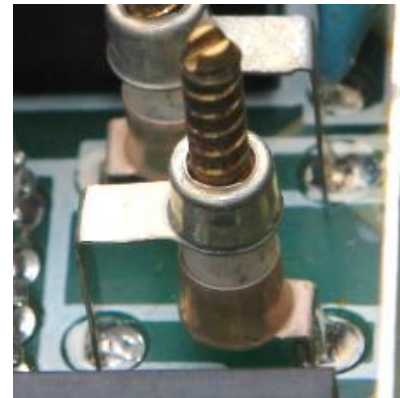
In Serie zum überbrückenden Relais befinden sich zwei 470Ω-Widerstände. Hier dürfte es sich um eine Maßnahme gegen Reflektionen hochfrequenter Signalanteile am offenen Relaiskontakt handeln. Bei Anstiegszeiten im kleinen einstelligen Nanosekundenbereich wirken Leitungslängen von einigen Zentimetern bereits wie Antennen und können entsprechend das Nutzsignal durch Reflektionen problematisch beeinflussen. In der hier vorliegenden Schaltung kommt noch die Kapazität des Relais gegen Masse hinzu, die die elektrische Länge erhöht und die Problematik damit verschärft. Die relativ niederohmigen Widerstände haben die Aufgabe die Güte des Systems soweit zu reduzieren, dass kaum mehr Reflektionen auftreten. Bei aktiver Gleichspannungskopplung reduzieren die Widerstände die Pegel der niedrigeren Frequenzanteile. Der Fehler beträgt allerdings weniger als <0,1% und ist somit kaum relevant.

Auf die Umschaltung zwischen Gleichspannungs- und Wechselspannungskopplung folgen sechs Relais, die einen von drei unterschiedlichen passiven Abschwächern zuschalten können. Die Dämpfungsfaktoren betragen 1/1, 1/10 und 1/100. Alle Abschwächerstufen werden beidseitig abgeschaltet. Diese Maßnahme stellt sicher, dass der aktive Zweig nicht durch die Komponenten der benachbarten Zweige beeinflusst wird. Die Relais 1 und 2 und die Relais 3 und 4 werden immer zugleich angesteuert. Die Relais 6 und 7 des 1/100-Abschwächers lassen sich einzeln schalten. Das ermöglicht dem Hauptrechner den Eingang unkompliziert auf Massepotential zu legen, indem er nur das Relais 7 aktiviert. Vor und hinter den Abschwächerstufen befinden sich direkt an den Relais verschiedene niederohmige Widerstände (<100Ω), die den gleichen Zweck erfüllen wie die Widerstände am Relais für Gleich- und

Wechselspannungskopplung. Auch hier sollen Reflektionen hochfrequenter Signalanteile verhindert werden. Abhängig vom Wert der Widerstände, den Innenwiderständen der Quellen davor und den Widerständen der Lasten danach sind den Widerständen unterschiedlich große Kapazitäten parallelgeschaltet. Manchen Widerständen mit relativ kleinen Werten ist keine Kapazität zugeordnet. Dort sind die parasitären Kapazitäten bereits ausreichend. Die passend ausgewählten RC-Kombinationen sorgen wie der eigentliche Spannungsteiler aus Tastkopf und Eingangsimpedanz des Oszilloskops für einen linearen Frequenzgang des Gesamtsystems.

Betrachtet man die Nummerierungen der Bauteile in den Eingangsstufen, so fällt auf, dass diese vom Eingang zum Ausgang konstant ansteigen. Vereinzelt sind allerdings Ausreißer aus dieser Folge zu finden, die dann außerdem größere Nummern tragen als die letzten Komponenten am Ausgang. Die Vermutung liegt nahe, dass es sich hierbei um nachträglich eingefügte Bauteile handelt. Bei den Abschwächern ist das zum Beispiel der 15pF-Kondensator C105 am Ausgang des 1/10-Abschwächers. Die parasitären Kapazitäten um den 82Ω-Widerstand R13 waren anscheinend letztlich doch nicht ausreichend, um auf einen zusätzlichen Kondensator zur Linearisierung des Frequenzgangs verzichten zu können.

In jedem Abschwächerzweig befindet sich direkt nach dem vorderen Relais ein variabler, gegen Masse geschalteter Kondensator, der es ermöglicht die Eingangskapazität des Oszilloskops auf exakt 20pF einzustellen und so den Frequenzgang des Gesamtsystems bestehend aus Tastkopf und Oszilloskopeingang zu linearisieren. Da jeder Kanal eine spezifische Kapazität darstellt, benötigt auch jeder Kanal eine eigene Abgleichmöglichkeit. Bei den Trimmern handelt es sich um kleine keramische Röhrchen, in die eine metallene Spindel eingedreht werden kann. Die Kapazität lässt sich so zwischen 0,6 bis 3,5pF variieren. Im 1/10-Abschwächer scheint die maximale Kapazität des variablen Kondensators nur grenzwertig ausreichend gewesen zu sein. Parallel dazu befindet sich ein 3,3pF-Kondensator. Dessen Bezeichnung C106 lässt darauf schließen, dass er erst nachträglich integriert wurde.



Die Spannungsteiler 1/10 und 1/100 wurden als Dickschicht-Widerstandsnetzwerk auf einem Keramikträger realisiert. In der 1/1-Einstellung beeinflusst der Abschwächer den Pegel des Eingangssignals nicht. In diesem Pfad wird nur die Eingangskapazität auf 20pF justiert. Hier ist ein Teil aus einem Teilesponder zu sehen. Der Keramikträger ist mit einer Gould-Teilenummer beschriftet. Bei der Zeichenfolge darunter dürfte es sich um eine Typbezeichnung handeln. In der untersten Zeile markiert eine „1“ den ersten Pin. Am rechten Rand befindet sich ein Date-Code, der im vorliegenden Gerät „8811“ lautet. Die Angabe „880“ auf dem Spannungsteiler des Teilesponders erscheint weniger logisch.

Ein Vorteil des Keramikträgers ist der geringe Platzbedarf. Für die Hochfrequenzeigenschaften ist das sowohl ein Vorteil als auch ein Nachteil. Kleine Ausdehnungen der einzelnen Spannungsteiler reduzieren die Gefahr von Antenneneffekten, sie erhöhen allerdings die parasitären Kapazitäten zwischen dem 1/10- und dem 1/100-Zweig. Umso wichtiger ist die beidseitige Isolation der nicht genutzten Abschwächerpfade. Gleichzeitig kann das Widerstandarray mit den maximal anliegenden 400V arbeiten, die bei einer Widerstandsbauforn von 1206 für jeden Wert bereits zwei Bausteine erfordert hätte.

Durch den Einsatz des Keramikträgers konnten die Widerstandswerte mit hoher Genauigkeit eingestellt werden. Nachdem keine Abgleichmöglichkeiten für die einzelnen Dämpfungsfaktoren der Abschwächer vorhanden sind, müssen die Teilerfaktoren des 1/10- und des 1/100-Spannungsteilers entsprechend genau vorliegen.

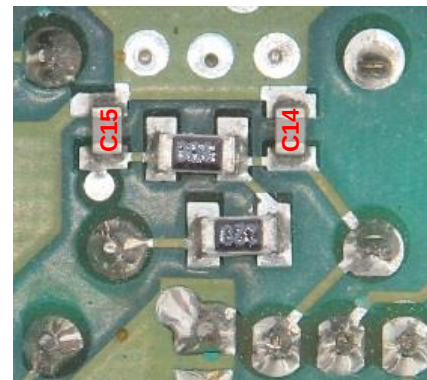
Die örtliche Nähe sorgt dafür, dass die Widerstände sehr ähnliche Temperaturen aufweisen und so die Teilerfaktoren auch bei Erwärmung relativ konstant bleiben. Wichtig ist dabei vor allem die Abgrenzung von der Platine, damit der Keramikträger möglichst wenig von Komponenten auf der Platine erwärmt

wird. Selbst bei der maximalen Eingangsspannung von 400V fallen am Keramikträger selbst nur ungefähr 25mW ab. Verarbeiten kann das Oszilloskop maximal 80V. Die bei dieser Spannung abfallende Verlustleistung von 1mW ist absolut irrelevant. Der potentielle Einfluss von Temperaturänderungen ist nicht zu unterschätzen, da Dickschichtwiderstände, wie sie hier eingesetzt wurden, tendenziell höhere Temperaturkoeffizienten aufweisen.

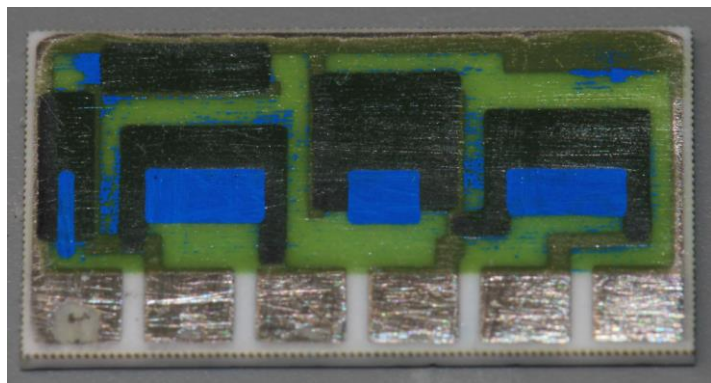
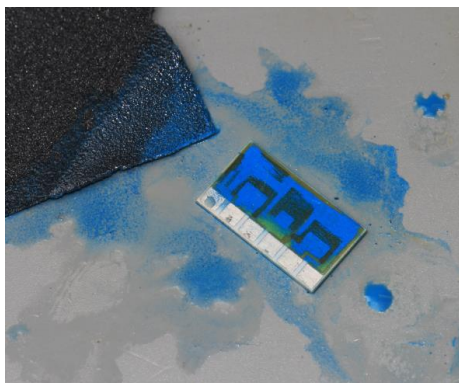
Relevant sind aber nicht nur die Teilerfaktoren an sich. Der Gesamtwiderstand eines jeden Spannungsteilers stellt den Eingangswiderstand des jeweiligen Kanals dar und bildet mit dem zugehörigen einstellbaren Kondensator die Impedanz, auf die der angeschlossene Tastkopf abgeglichen wird. Ändern sich die Widerstandswerte, so kann die Darstellung höherer Frequenzen durch die entstehende Fehlanpassung darunter leiden.

Der 1/10-Teiler besteht aus einem 900k Ω - und einem 111k Ω -Widerstand, der 1/100-Teiler aus einem 991k Ω - und einem 10,1k Ω -Widerstand. Die Widerstandswerte erscheinen auf den ersten Blick nicht allzu sinnvoll. Der 1/10-Teiler würde demnach einen Faktor von 1/11 darstellen. Es ist allerdings der Eingangswiderstand der folgenden Schaltung mit einzuberechnen, der circa 1M Ω beträgt und parallel zu dem unteren Widerstand des Spannungsteilers liegt. So reduziert sich der 111k Ω -Widerstand auf effektive 99,9k Ω und der Teilerfaktor von 1/11 auf 1/10. Der 10k Ω -Widerstand des 1/100-Teilers ist niederohmig genug, dass er durch die folgende Schaltung kaum beeinflusst wird.

Allen Widerständen der Spannungsteiler sind zur Linearisierung des Frequenzgangs Kapazitäten parallelgeschaltet. Zwei Drehkondensatoren ermöglichen einen Abgleich. Der untere Widerstand im 1/100-Teiler benötigt eine relativ große Kapazität, die auf zwei Kondensatoren mit 100pF und 82pF aufgeteilt werden musste. Dazwischen befindet sich ein 10 Ω -Widerstand. Bei einer Kapazität von 182pF reicht bereits eine Induktivität von 14nH, um einen Schwingkreis mit einer Resonanzfrequenz von 100MHz zu bilden. Die Eingangssignale können durchaus noch höhere Frequenzanteile enthalten. Die Induktivität des kurzen Leiterbahnzugs in diesem Bereich reicht dann bereits aus damit sich Resonanzen ausbilden und das Signal verfälscht wird. Der 10 Ω -Widerstand senkt die Güte des parasitären Schwingkreises in die Nähe von 1, was Resonanzerscheinungen ausreichend unterdrückt. Auch hier fällt auf, dass der Widerstand zwischen den Kondensatoren eine außergewöhnlich hohe Nummer trägt. Wahrscheinlich wurde während der Entwicklung die Möglichkeit von hochfrequenten Resonanzen nicht bedacht und die Bedämpfung des Systems musste später nachintegriert werden.



Das Layout zeigt neben den bedämpften Kondensatoren ein weiteres, interessantes Detail. Der untere Widerstand, der das Signal letztlich weiterleitet, wurde nicht auf dem kürzesten Weg nach rechts zum Abgleichkondensator oder nach unten an das Teilernetzwerk angebunden, sondern kontaktiert den Schaltungsknoten erst am Dämpfungswiderstand. Bei hohen Frequenzen ist dieses Vorgehen durchaus sinnvoll. Die hier vorkommenden Leitungslängen stellen bereits relevante Impedanzen dar. Bindet man die Kondensatoren über Stichleitungen an, so sind sie bei weitem nicht so wirksam, als wenn sie sich direkt im Signalpfad befinden.



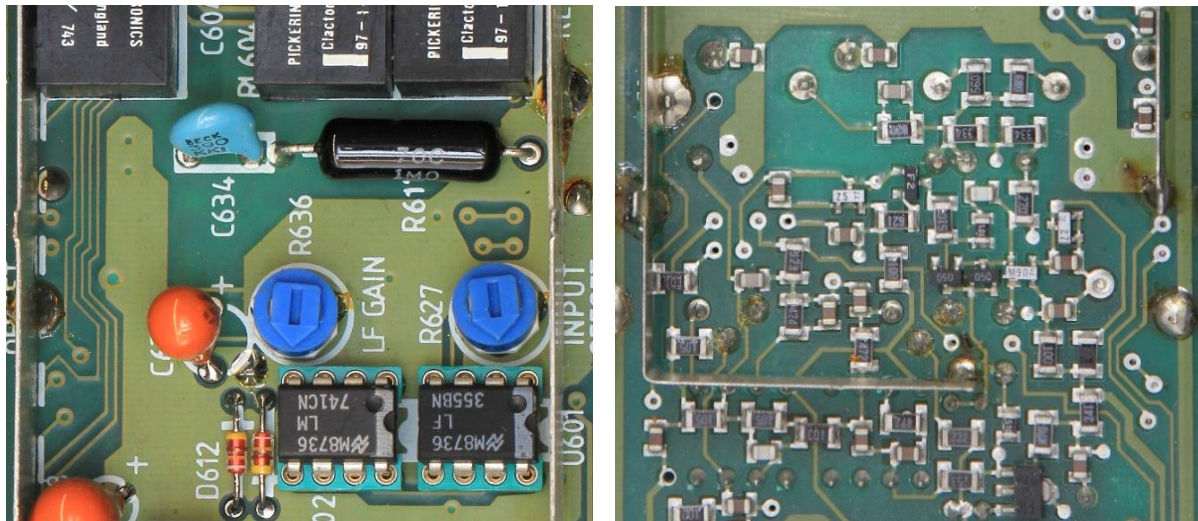
Dank der Teilesponder war es möglich ein Widerstandsnetzwerk detaillierter zu untersuchen. Die blaue Deckschicht ließe sich wahrscheinlich mit Lösungsmitteln wie Aceton auflösen. Alternativ kann man zu feinem Schleifpapier greifen und das Material einfach abtragen. Auf dem Keramikträger befinden sich fünf Widerstände. Die Vertiefungen, in denen die blaue Deckschicht zurückbleibt, entsteht durch den Abgleichprozess während der Herstellung. Dabei wird Material abgetragen und somit der Widerstand erhöht bis der gewünschte Wert erreicht ist.

Der Keramikträger stellt nach außen vier Widerstände dar. Der Widerstand zwischen Pin 1 und Pin 2 besteht aus einer Parallelschaltung von zwei länglichen Elementen. Abgeglichen wurde entsprechend auch nur einer der beiden Widerstände. Der Grund für die Aufteilung liegt im vergleichsweise niedrigen Widerstandswert von $10\text{k}\Omega$. Die anderen drei Widerstände sind mindestens um einen Faktor zehn hochohmiger. Die Geometrien der Elemente passen zu den Werten: $10,1\text{k}\Omega$ / $991\text{k}\Omega$ / $111\text{k}\Omega$ / $900\text{k}\Omega$ (von links nach rechts). Je schmaler und länger die Fläche desto höher der Widerstandswert. Die Masseanschlüsse am ersten und am letzten Pin sind über eine Leiterbahn am Rand des Dickschichtarrays miteinander verbunden. Die Schirmwirkung dürfte eher marginal sein, die Leitung wird allerdings benutzt, um auf der Platine die beiden Masseflächen oberhalb und unterhalb des Teilers zu verbinden.

2.4.2 Pufferstufe

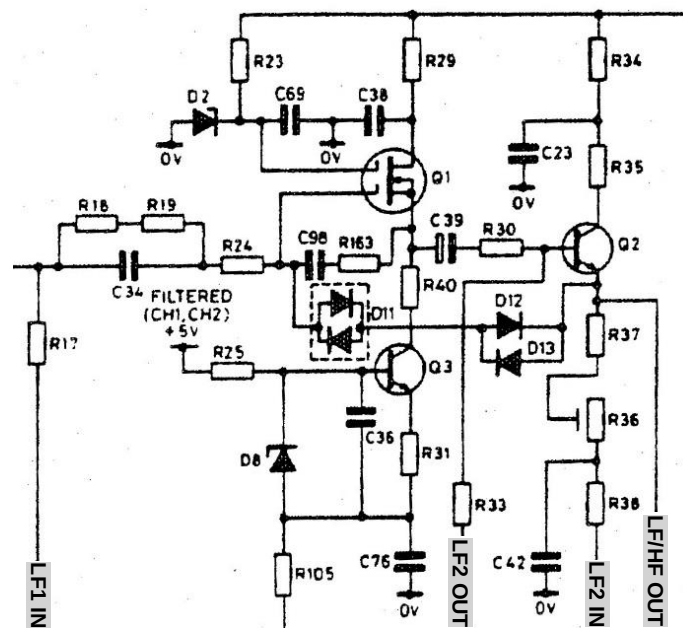
Der Ausgang des Abschwächers ist durch die Spannungsteiler relativ hochohmig. Dazu kommt, dass je nach Empfindlichkeitseinstellung die Ausgangsimpedanz unterschiedlich hoch ist. Eine Belastung des Abschwächers ist auf jeden Fall zu vermeiden. Wird ein relevanter Strom entnommen, so ändert sich der Teilerfaktor.

Die Bandbreite des Signals verkompliziert die Situation. Die Ausgangsimpedanz variiert über die Frequenz und auch die Stromaufnahme einer folgenden Verstärkerschaltung ist über die Bandbreite meist nicht konstant. Das führt dazu, dass sich der Frequenzgang bei einem in der Art belasteten Abschwächer äußerst nichtlinear darstellen würde. Um den Abschwächer von den folgenden Schaltungsteilen zu isolieren, befindet sich dahinter eine Pufferstufe.



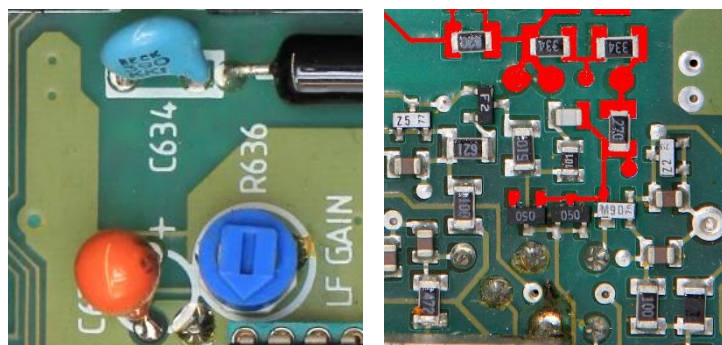
Die Pufferstufe besteht aus einem HF- und einem LF-Verstärker, die parallel arbeiten und eine gemeinsame Endstufe aussteuern. Die Übergabefrequenz bewegt sich in einem Bereich um 1kHz . Auf der Platine befinden sich die beiden Verstärker auf gleicher Höhe. Der Großteil des HF-Verstärkers ist auf der Unterseite bestückt, während die beiden Operationsverstärker des LF-Verstärkers auf der Oberseite zu finden sind. Die Oberseite ist noch komplett geschirmt, während sich auf der Unterseite Teile der Schaltung bereits außerhalb des Schirmblechs befinden.

2.4.2.1 HF-Verstärker und Endstufe



Auf der Platinenoberseite befinden sich nebeneinander ein auffällig großer, schwarzer Widerstand und ein blauer Kondensator. Der Widerstand verbindet den Abschwächer mit dem LF-Verstärker. Der Kondensator stellt den Pfad zum HF-Verstärker dar. Er besitzt eine Kapazität von 390pF und ist mit einer Spannungsfestigkeit von 500V auf die maximale Eingangsspannung ausgelegt. Zwei 330k Ω -Widerstände im 1206-Gehäuse überbrücken den Kondensator. Die Widerstände schaffen einen Gleichstrompfad und sorgen so für ein definiertes Potential am Eingang des HF-Verstärkers. Zwei Widerstände waren notwendig, um auch über diesen Pfad eine Spannungsfestigkeit von mindestens 400V sicherstellen zu können. Außerdem fällt bei 400V eine Verlustleistung von 220mW an, was für einen einzelnen Widerstand im 1206-Gehäuse bereits eine grenzwertige Erwärmung mit sich bringen würde.

Die am Eingang maximal erlaubten 400V liegen nur bei sehr hohen Empfindlichkeitseinstellungen in voller Höhe am Pufferverstärker an. Unter diesen Bedingungen lassen sich keine sinnvollen Messungen durchführen, es handelt sich aber um eine Konfiguration, die nach den Spezifikationen des Oszilloskops erlaubt ist.



Auf der Platinenoberseite ist die Massefläche in dem Bereich ausgespart, wo die Leiterbahn vom Koppelkondensator zum eigentlichen Eingang des HF-Verstärkers führt. Bis dorthin ist immernoch eine übermäßige Belastung durch parasitäre Kapazitäten zu vermeiden.

Das zentrale Element des HF-Verstärkers ist der Dual-Gate-MOSFET BF990, der für einen hohen Eingangswiderstand sorgt. Die zwei Gate-Anschlüsse werden bei Hochfrequenzverstärkern meist für den Aufbau einer Kaskodenschaltung genutzt. Dabei liegt am oberen Gate2 ein konstantes Potential an, das diesen Teil des MOSFETs in den Sättigungsbereich aussteuert. Der obere Teil schirmt dann das untere Gate1, an dem das Eingangssignal anliegt, gegen den Drain-Anschluss ab. Das führt dazu, dass sich die Millerkapazität zwischen Gate und Drain weniger stark auswirkt. Die Millerkapazität ist bei Hochfrequenzverstärkern äußerst kritisch. In Sourceschaltung stellt sie eine negative Rückkopplung dar, die

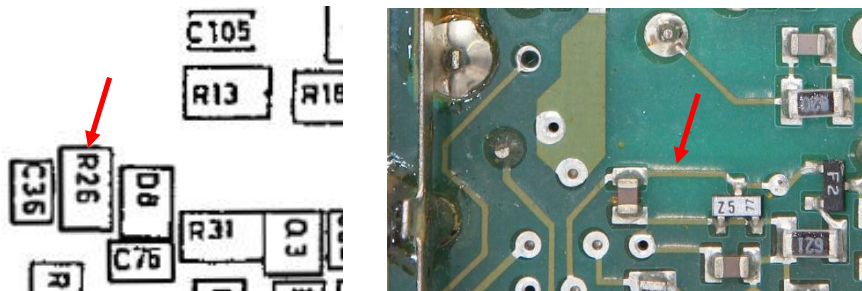
die Verstärkung bei hohen Frequenzen reduziert. Die Kapazität ist noch dazu abhängig von der anliegenden Spannung, was zusätzlich zu Nichtlinearitäten führt.

In der vorliegenden Verstärkerschaltung befindet sich der Ausgang allerdings nicht am Drain-, sondern am Sourceanschluss. Die Pufferstufe muss nur eine Stromverstärkung, keine Spannungsverstärkung darstellen, weswegen sich die Millerkapazität weniger störend auswirkt. Jedoch leitet die Gate-Drain-Kapazität die höchsten Frequenzanteile des Signals zur Versorgung hin ab und dämpft sie so. Aus diesem Grund ist auch hier eine Kaskodenschaltung vorteilhaft.

Die Gate1-Source-Kapazität beträgt laut Datenblatt typischerweise 2,6pF. In dieser Kategorie würde man im Fall eines einfachen Hochfrequenz-MOSFETs eine Gate-Drain-Kapazität von knapp unter 1pF erwarten. Selbst eine Kapazität von 0,5pF stellt aber für ein 100MHz-Signal nur noch eine Impedanz von 320Ω dar. Bei so hohen Frequenzen beträgt die Ausgangsimpedanz des Abschwächers zwar durch die dann dominanten Kondensatoren sehr viel weniger als 1MΩ, dennoch ist eine möglichst geringe Belastung absolut wünschenswert. Die Dual-Gate-Verschaltung mit einer, aus einer Z-Diode generierten, 5V-Hilfsspannung am Gate2 reduziert die Gate1-Drain-Kapazität laut Datenblatt auf unproblematische 25fF.

Im Sourcepfad des Verstärkers stellt ein BFS19-Transistor eine 10mA-Stromsenke dar. Im Vergleich zu einem einfachen Arbeitswiderstand ermöglicht die Stromsenke höhere Signalanstiegszeiten, die notwendig sind, um Frequenzen bis 100MHz übertragen zu können.

Die Referenzspannung der Stromsenke erzeugt eine 6,8V-Z-Diode aus der lokalen 5V-Versorgung mit Bezug auf das -12V-Potential. Die 5V-Versorgung ist über einen 10kΩ-Widerstand entkoppelt, so dass durch die Z-Diode ein relativ geringer Strom von 1mA fließt. Aus Sicht der anfallenden Verlustleistung und damit auch der Erwärmung der Schaltung ist ein geringer Strom absolut wünschenswert. Zu niedrig darf der Stromfluss durch eine Z-Diode allerdings nicht eingestellt werden, da der Lawinendurchbruch im Detail betrachtet nicht plötzlich einsetzt. Vielmehr werden nacheinander einzelne Bereiche der Sperrschicht im Halbleiter leitfähig. Dieses Phänomen führt zu zufälligen Gradientensprüngen im Knickpunkt der Z-Diodenkennlinie, die bei einer grenzwertigen Auslegung ein potentiell problematisches Rauschen in der Referenzspannung erzeugen können.



Der Bestückungsdruck im Servicemanual zeigt zwischen der Z-Diode und dem zugehörigen Kondensator einen Widerstand mit der Bezeichnung R26. Im vorliegenden Gerät ist der Bestückungsplatz nur noch durch einen unnötig großen Abstand zwischen den beiden Bauteilen zu errahnen. Im Schaltplan taucht der Widerstand nicht auf, es ist aber zu vermuten, dass er parallel zu Z-Diode und Kondensator angeschlossen war.

Auf den ersten Blick ist an dieser Stelle kein Widerstand notwendig. Er könnte lediglich nach dem Einschalten der Versorgung eine minimale Verzögerung des Spannungsanstiegs am Kondensator realisieren. Das würde dazu führen, dass die Stromquelle erst mit einer gewissen Verzögerung aktiv wird. Ein 10kΩ-Widerstand parallel zum Kondensator erhöht die Hochlaufzeit beispielsweise von ungefähr 50µs auf 80µs. Dabei reduziert sich allerdings der Stromfluss durch die Z-Diode auf unter 0,3mA, wenn man 0,1mA für die Aussteuerung des Transistors veranschlagt. Ein derart niedriger Stromfluss könnte bereits zu dem oben beschriebenen Rauschen der Stromquelle führen. Längere Verzögerungen lassen sich über den Widerstand R26 sowieso nicht erreichen, da die Schaltung dann nur noch als Spannungsteiler mit entsprechend schlechterer Stabilität arbeitet. Eine weitaus unproblematischere Möglichkeit die Hochlaufzeit zu verlängern wäre dagegen die Vergrößerung der Kapazität. Der Wunsch nach einer Anlaufverzögerung an dieser Stelle könnte auch der Auslöser für die Integration der lokalen 5V-Versorgungen mit ihrer Totzeit im Millisekundenbereich gewesen sein. Eine Notwendigkeit für eine Einschaltverzögerung findet sich aber auch in diesem Schaltungsteil nicht. Ein frühzeitiges Anlaufen der Konstantstromquelle sollte für die umgebenden Bauteile kein Problem darstellen. Die Z-Diode schützt die Basis-Emitter-Strecke des Stromquellentransistors. Die Spannungsfestigkeit des Dual-Gate-MOSFETs ist unabhängig von der Ansteuerung immer ausreichend. Eine irgendwie geartete Querspeisung aus

dem lokalen 5V-Potential in andere Schaltungsteile dürfte ebenso kein Problem darstellen, weil diese Versorgung mit einem Innenwiderstand von 10k Ω relativ hochohmig ist.

Der Widerstand R26 könnte aber auch der Überrest einer Schaltungsänderung sein. Eventuell war die Z-Diode ursprünglich gar nicht enthalten und das gewünschte Referenzpotential wurde über einen Widerstandspannungsteiler generiert. Eine Stromquelle mit einem Widerstandspannungsteiler besitzt einen geringeren Innenwiderstand, der hier vielleicht nicht ausreichend war, um die gewünschte Übertragungsqualität darstellen zu können. Es ist ebenso denkbar, dass die Referenzspannung zu sehr durch Schwankungen der Versorgungsspannung beeinflusst wurde und dadurch Störungen oder sogar Schwingungen auftraten. Der Widerstand R26 könnte dementsprechend eine Bestückoption gewesen sein, die es ermöglichen sollte zwischen Widerstandsteiler und Z-Diode zu wechseln. Diese Freiheit kann für Tests nützlich sein und ermöglicht es auch bei unerwarteten Problemen zur ursprünglichen Konfiguration zurückzukehren.

Zwischen Gate und Source des MOSFETs befindet sich ein RC-Glied (5,6pF/100 Ω), das bei hohen Frequenzen wirksam wird. Es scheint als Gegenkopplung zu fungieren, was aber nicht der Fall ist. Da in dieser Verstärkerschaltung das Eingangs- und das Ausgangssignal die gleiche Phasenlage aufweisen, könnte das RC-Glied maximal als Mitkopplung wirken. In Ermangelung einer Spannungsverstärkung bleibt aber auch die potentielle Mitkopplung ohne Effekt. Es muss sich wohl um einen Pfad handeln, der es den höchsten Frequenzen ermöglicht die HF-Verstärkerstufe zu umgehen und direkt auf den Endstufentransistor einzuwirken. Weil bei derart hohen Frequenzen der vorgelagerte Abschwächer eine bedeutend niedrigere Impedanz darstellt, führt der Bypass der HF-Verstärkerstufe nicht zu einer Degeneration des Signals. Auf die Notwendigkeit des RC-Glieds wird am Ende dieses Kapitels eingegangen. Die hohen Werte der Bauteilnummern lassen vermuten, dass dieser Schaltungsteil erst später eingefügt wurde.

Ein relativ großer 47 μ F-Koppelkondensator führt vom Ausgang des HF-Verstärkers zum Endstufentransistor. Die Notwendigkeit einer so großen Kapazität ergibt sich aus dem zu übertragenden Stromfluss und den Anforderungen an die Signalqualität. Bei niedrigen Eingangsempfindlichkeiten beträgt die minimale Übernahmefrequenz des HF-Verstärkers ungefähr 1kHz. Der 47 μ F-Kondensator stellt dann noch einen Widerstand von 3,4 Ω dar. Den maximalen Stromfluss kann man mit etwas mehr als 1 μ A abschätzen, was zu einem Spannungsabfall von ungefähr 4 μ V führt. Will man bei 2mV/div eine Auflösung von acht Bit darstellen können, so müssen, wie weiter oben dargestellt, 60 μ V aufgelöst werden. Das Fehlerbudget für das ganze Gerät beträgt damit 30 μ V. Die Auslegung auf einen Fehlerbeitrag von maximal 4 μ V ist daher nicht übertrieben.

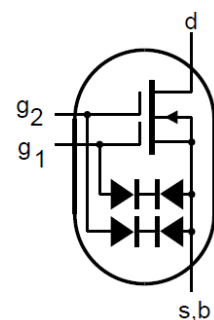
Die Endstufe des gesamten Pufferverstärkers stellt ein BFQ19 Bipolartransistor mit einer Grenzfrequenz von 5,5GHz dar. In die Basis des Endstufentransistors speisen der HF- und der LF-Verstärker parallel ihr Ausgangssignal ein. Der Arbeitswiderstand der Endstufe ist auf dem obigen Schaltplanausschnitt nicht abgebildet. Die dargestellten Widerstände am Emitter des Transistors führen das Ausgangssignal im Rahmen einer lokalen Rückkopplung zum LF-Verstärker zurück.

Die Versorgung der Endstufe wurde relativ spät noch einmal überarbeitet. Laut Servicemanual entsteht ein RC-Glied mit den Werten 10 Ω /10nF die 12V-Versorgung. Im hier vorliegenden Gerät wurde der Widerstand auf 240 Ω erhöht. Entweder störte die Endstufe andere Schaltungsteile oder es kam sogar zu Schwingungen durch Rückkopplungen über die Versorgungsleitung.

Zwischen dem Eingang des HF-Verstärkers und dem Ausgang des Endstufentransistors befinden sich zweimal zwei antiparallel geschaltete Dioden. Der Pfad erweckt auf den ersten Blick den Eindruck einer negativen Rückkopplung zur Begrenzung des Ausgangspegels. Die Dioden würden aber auf Grund der Phasenlage zwischen Eingang und Ausgang höchstens als Mitkopplung agieren. Die fehlende Spannungsverstärkung führt außerdem dazu, dass die Dioden im üblichen Arbeitsbereich nicht leitend werden und so nichts zur normalen Funktionalität beitragen. Tatsächlich begrenzen die Dioden das Gatepotential am MOSFET. Auch dort könnten sich bis zu 400V einstellen.

Im BF990 sind Überspannungsschutzdioden integriert, die laut Datenblatt die Gate-Source-Spannung spätestens bei ± 20 V begrenzen. Das ist allerdings nicht ausreichend, um Schäden sicher zu verhindern. Vor allem bei hohen Frequenzen ist die Impedanz des Abschwächers verhältnismäßig niedrig und es können relativ hohe Ströme fließen. In Kombination mit dem Spannungsabfall an den Schutzstrukturen reichen bereits weniger als 10mA, um trotz Überspannungsschutz den MOSFET zu zerstören.

Bei den zwei Dioden am Eingang des HF-Verstärkers handelt es sich um spezielle Hochfrequenzdioden mit geringen Sperrschichtkapazitäten. Das Servicemanual gibt den Typ BAV99 an. Die Dioden am Ausgang sind einfache Kleinsignaldioden vom Typ 1N3595. In der Serienschaltung dominieren die geringen Kapazitäten der



schnellen Dioden. Sie sorgen dafür, dass bei hohen Frequenzen keine zu großen Ströme abfließen. Diese Ströme erreichen zwar auch den Ausgang des Pufferverstärkers, auf Grund der fehlenden Verstärkung sind sie aber nicht ausreichend, um das Eingangssignal sauber abzubilden.

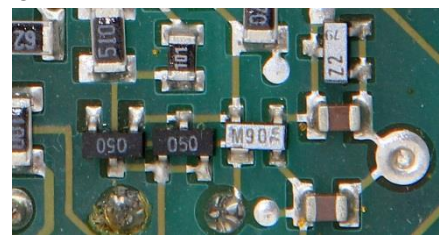
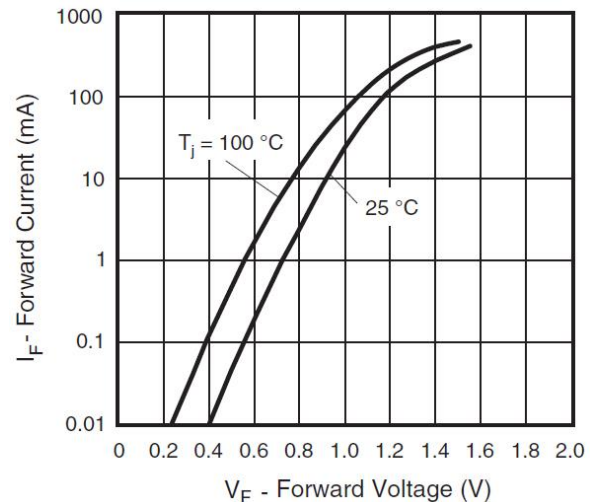
Die summierte Flussspannung der zwei in Serie geschalteten Dioden sorgt dafür, dass der Pfad nicht ernsthaft leitend wird, solange keine Überspannung anliegt. Um den Strom in Flussrichtung zusätzlich niedrig zu halten, befinden sich die Dioden nicht zwischen Gate und Source des MOSFETs, sondern zwischen dem Gate des MOSFETs und dem Ausgang des Endstufentransistors. Die Gate-Source-Spannung liegt auf Grund des Aufbaus der Verstärkerstufe im normalen Arbeitsbereich immer etwas über 100mV und ist damit so niedrig, dass durch dort platzierte Dioden nur ein sehr geringer Strom fließen würde. Das entsprechende Diagramm im Datenblatt der BAV99 beginnt für 25°C erst bei 0,4V, wo ein Strom von 10µA angegeben wird. Bei den hohen Eingangsimpedanzen und geringen Spannungen am Eingang des HF-Verstärkers sind auch derart niedrige Ströme problematisch. In der 1/1-Einstellung des Abschwächers definiert das RC-Glied am Eingang des HF-Verstärkers die Eingangsimpedanz. Der HF-Verstärker muss Frequenzen ab 1kHz übernehmen, wo der Koppelkondensator einen Widerstand von circa 400kΩ darstellt. In Kombination mit den parallel angeschlossenen Widerständen ergibt sich eine Impedanz von 250kΩ. Darüber dürfen dann nicht mehr als 120pA fließen, bevor das Nutzsignal zu stark verfälscht wird. Die bei 2mV/div üblicherweise an den Dioden anliegenden Spannungen sind zwar um einen Faktor 20 geringer als die kleinste im Datenblatt angegebene Spannung, die dort minimal aufgeführten 10µA sind aber gleichzeitig um fast zwei Größenordnungen höher als der maximal zulässige Strom. Erschwerend kommt hinzu, dass das Leckstromdiagramm des Datenblatts zu kleineren Spannungen nicht einfach extrapoliert werden darf. Die Leckströme sinken bei geringeren Spannungen langsamer. Die Anbindung der Diodenstrecke an den Ausgang des Endstufentransistors ist in diesem Zusammenhang äußerst vorteilhaft, da sich dort das gleiche Potential einstellt wie am Eingang des HF-Verstärkers. Das führt dazu, dass an den Dioden keine Spannung abfällt und somit über diesen Pfad kein Strom abfließt. In der realen Schaltung sind die Potentialverhältnisse nicht ganz ideal und es verbleibt eine minimale Spannung, die über die Dioden abfällt.

Erst wenn das Potential am Gate des MOSFETs den Aussteuerungsbereich des Pufferverstärkers verlässt werden die Dioden stärker leitend, begrenzen die Gate-Source-Spannung und schützen so den BF990. Durch den relativ niederohmigen Emittierwiderstand des Endstufentransistors können die anfallenden Ströme abfließen, ohne dass sich problematische Spannungen aufbauen.

Im Schaltplan ist dargestellt, dass die zwei schnellen Dioden über die Doppeldiode D11 realisiert sind. Bei D11 würde es sich um eine BAV99 handeln. Tatsächlich sind aber zwei parallelgeschaltete SOT23-Bauteile bestückt. Der Markierung „050“ nach handelt es sich um die Siliconix-Diode SSTPAD50. Die beiden Diodentypen sind auf den ersten Blick recht ähnlich. Der Sperrstrom der SSTPAD50 ist allerdings mit 50pA (25°C, 20V) um einen Faktor 500 niedriger als der Sperrstrom der BAV99 mit 25nA (25°C, 20V). Dieser Unterschied dürfte der Grund für die geänderte Bestückung gewesen sein. Der Sperrstrom der Dioden kann ebenso problematisch sein wie der minimale Stromfluss bei sehr kleinen Flussspannungen. Auch der Sperrstrom darf die beschriebenen 120pA nicht überschreiten. Bei den geringen Spannungen, die an den Dioden abfallen, sind die Leckströme niedriger als bei den 20V, die in den Datenblättern angegeben werden, aber selbst mit einer realistischen Reduktion um den Faktor 10 ist der Leckstrom der BAV99 noch viel zu hoch.

Wie beim RC-Glied zwischen Gate und Source des MOSFETs weisen auch bei den Dioden hohe Bauteilnummern auf eine nachträgliche Integration hin. Es ist nicht unwahrscheinlich, dass nach überspannungsbedingten Schäden an den MOSFETs der Pufferstufen zuerst die BAV99 als Schutzdioden integriert wurden. Vermutlich erfolgte dann auf Grund des Leckstroms eine kurzfristige Umstellung auf zwei SSTPAD50.

Die SSTPAD50 ist aber nicht in allen Eigenschaften ideal. Das Datenblatt lobt die Sperrschichtkapazität mit 1,5pF aus, was der Sperrschichtkapazität der BAV99 entsprechen würde. Während der Wert für die BAV99 aber bei 0V gilt, bietet die SSTPAD50 erst bei -5V eine derart niedrige Sperrschichtkapazität. Ohne eine anliegende Spannung ist der Wert schätzungsweise um einen Faktor 2 größer, was bei sehr



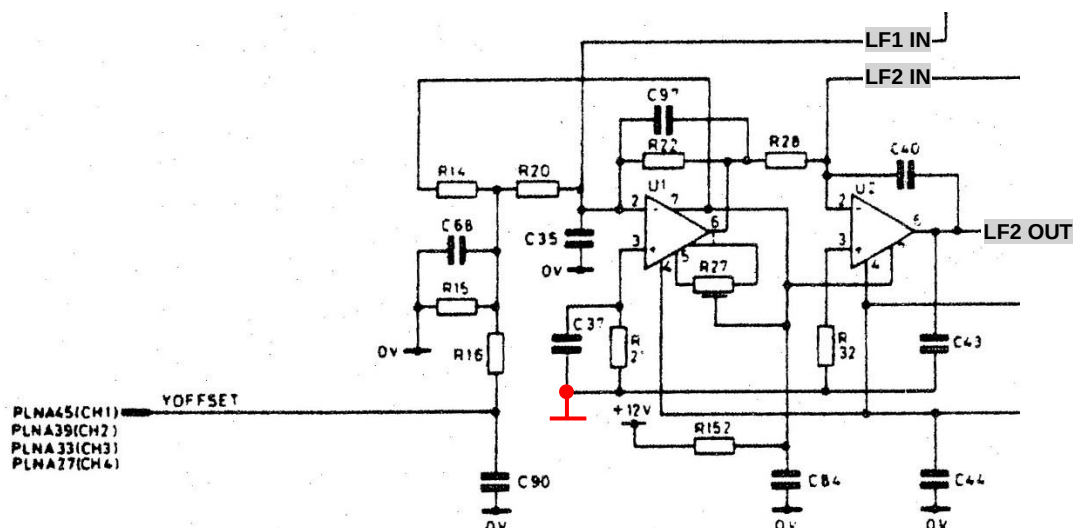
hohen Frequenzen mehr Strom abfließen lässt und somit zu einem höheren Pegelabfall bei hohen Frequenzen führt. Der Strom über die parasitären Kapazitäten der Dioden könnte der Grund gewesen sein, warum das RC-Glied zwischen Gate und Source des MOSFETs notwendig wurde. Der Bypass kann die betroffenen höchsten Frequenzanteile direkt zur Basis des Endstufentransistors weiterleiten und so deren Pegelabfall kompensieren.

2.4.2.2 LF-Verstärker

Der auffällig große, schwarze $1\text{M}\Omega$ -Widerstand überträgt das Signal vom Abschwächer zur LF-Verstärkerstufe. Die Anforderungen an diesen Widerstand sind hoch. An ihm können zwei Drittel der maximalen Eingangsspannung, also fast 270V , anliegen. Er definiert in der 1/1-Einstellung des Abschwächers den Eingangswiderstand und in Kombination mit den Kapazitäten auch die Impedanz des Oszilloskopeingangs, gegenüber der der angeschlossene Tastkopf abgeglichen wird. Außerdem beeinflusst der Widerstand den Verstärkungsfaktor des LF-Verstärkers.

Das Servicemanual gibt die Toleranz des Widerstands mit 1% an. Die absolute Genauigkeit ist aber kaum von Interesse, weil sich Abweichungen über die Justage im Rahmen der Kalibrierung und den automatischen Abgleich korrigieren lassen. Der Widerstandswert darf sich allerdings nicht kurz- oder mittelfristig ändern. Das würde zu einem Drift des Verstärkungsfaktors führen, der dann eine Unstetigkeit im Frequenzgang des Pufferverstärkers an der Stelle der Übergabefrequenz zwischen HF- und LF-Verstärker erzeugt. Außerdem würde auf Grund der Fehlanpassung des angeschlossenen Tastkopfs die Darstellung der höheren Frequenzanteile leiden. Der Wert des $1\text{M}\Omega$ -Widerstand muss folglich möglichst konstant bleiben.

Mit dem obigen Hintergrund ist eine wichtige Eigenschaft des Widerstands ein niedriger Temperaturkoeffizient, da sich die Umgebung während des Betriebs nicht unerheblich erwärmt und das Eingangssignal zusätzlich bis zu 75mW Verlustleistung in den Widerstand einprägen kann. Es wäre zwar alternativ möglich den Temperaturdrift des Spannungsteilers mit einem möglichst gleich großen Drift der umgebenden Widerstände zu kompensieren, da sich die Drieffekte aber meist nicht vollständig egalieren lassen, ist es besser sie von Grund auf zu reduzieren. Dazu kommt, dass der Drift der Eingangsimpedanz mit einem passenden Drift eines Kondensators kompensiert werden müsste, was noch viel schwieriger zu realisieren ist. Durch Bestimmung des Widerstandswerts bei unterschiedlichen Temperaturen lässt sich der Temperaturkoeffizient des schwarzen Widerstands mit relativ niedrigen 20ppm/K abschätzen.



Das niederfrequente Spektrum des Eingangssignals verarbeiten zwei Operationsverstärker: ein LF355 und ein LM741. Der vorgelagerte LF355 ermöglicht mit seinen geringen Eingangsströmen das Einlesen des hochohmigen Eingangssignals. Außerdem wird an dieser Stelle ein Offsetkorrektursignal addiert. Es handelt sich dabei nicht um einen lokalen Offsetabgleich für eine einzelne Verstärkerstufe oder um die vom Nutzer einstellbare vertikale Verschiebung, sondern um den Nullpunktgleich der kompletten Eingangsstufe. Der nachgelagerte LM741 liefert den notwendigen Strom, um den Endstufentransistor auszusteuern und verarbeitet das Rückkopplungssignal vom Ausgang des Endstufentransistors.

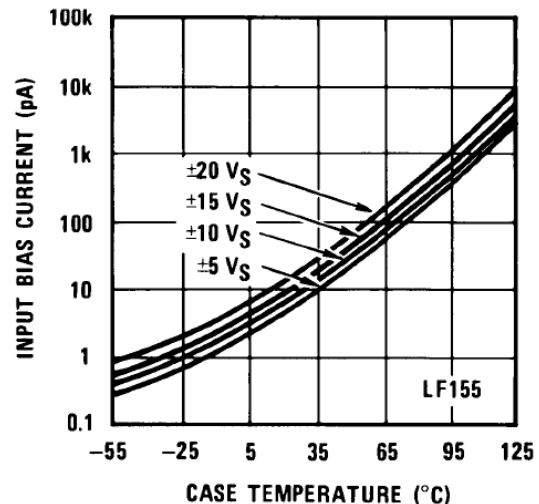
Der Schaltplan des Servicemanuals enthält an dieser Stelle einen kleinen Fehler. Das Potential, an das die nichtinvertierenden Eingänge der zwei Operationsverstärker über Widerstände angebunden sind, ist das Massepotential. Das entsprechende Massezeichen fehlt.

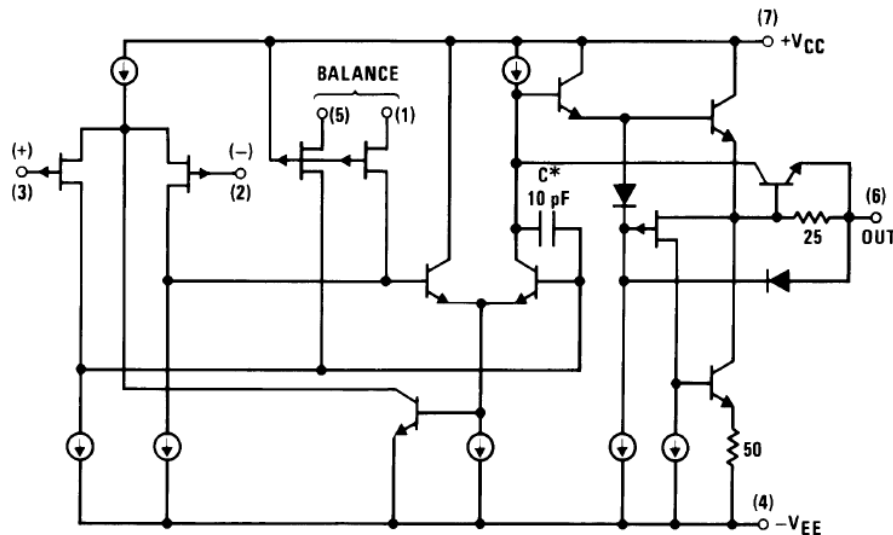
Der große $1\text{M}\Omega$ -Widerstand, über den das Eingangssignal eingespeist wird, definiert mit dem 120pF -Kondensator C35 am Eingang des ersten Operationsverstärkers die obere Grenzfrequenz des LF-Verstärkers, die sich bei ungefähr $1,3\text{kHz}$ befindet. In den Abschwächerstufen $1/10$ und $1/100$ addiert sich zusätzlich die höhere Impedanz des Abschwächers, was die obere Grenzfrequenz auf ungefähr 700kHz reduziert. Wichtig ist in diesem Zusammenhang aber nur, dass sich die Frequenzbereiche von HF- und LF-Verstärker immer überschneiden, da die Ausgänge Spannungsquellen darstellen, die sich problemlos überlagern, solange der Offset und der Verstärkungsfaktor abgeglichen sind. Das RC-Glied R22/C97 in der lokalen Rückkopplung des ersten Operationsverstärkers begrenzt zusätzlich dessen Frequenzgang nach oben. Diese obere Grenzfrequenz ist allerdings so hoch, dass sie im Gesamtverbund nicht relevant ist. Das RC-Glied sorgt lediglich dafür, dass der Operationsverstärker nicht instabil wird.

Der erste Operationsverstärker besitzt äußerst hochohmige J-FET-Eingänge. Das ist an dieser Stelle notwendig, da das Signal durch den Abschwächer und den Zuführungswiderstand eine Impedanz von $1\text{--}2\text{M}\Omega$ aufweist und daher kaum belastet werden darf. Die Stromaufnahme der bipolaren Eingangstransistoren des zweiten Operationsverstärkers kann beispielsweise selbst bei Raumtemperatur schon bis zu 500nA betragen. Was nach einem verschwindenden Strom klingt, verursacht an einem $1\text{M}\Omega$ -Widerstand bereits einen enormen Spannungsabfall von 500mV . Für den eingesetzten LF355 ist im Datenblatt der Eingangswiderstand mit $1\text{T}\Omega$ angegeben. Um die Belastung der vorgelagerten Bauteile bewerten zu können, sind aber die tatsächlich relevanten Werte der Offsetstrom und der Biasstrom, der bei einem J-FET-Operationsverstärker eigentlich Leckstrom heißen müsste.

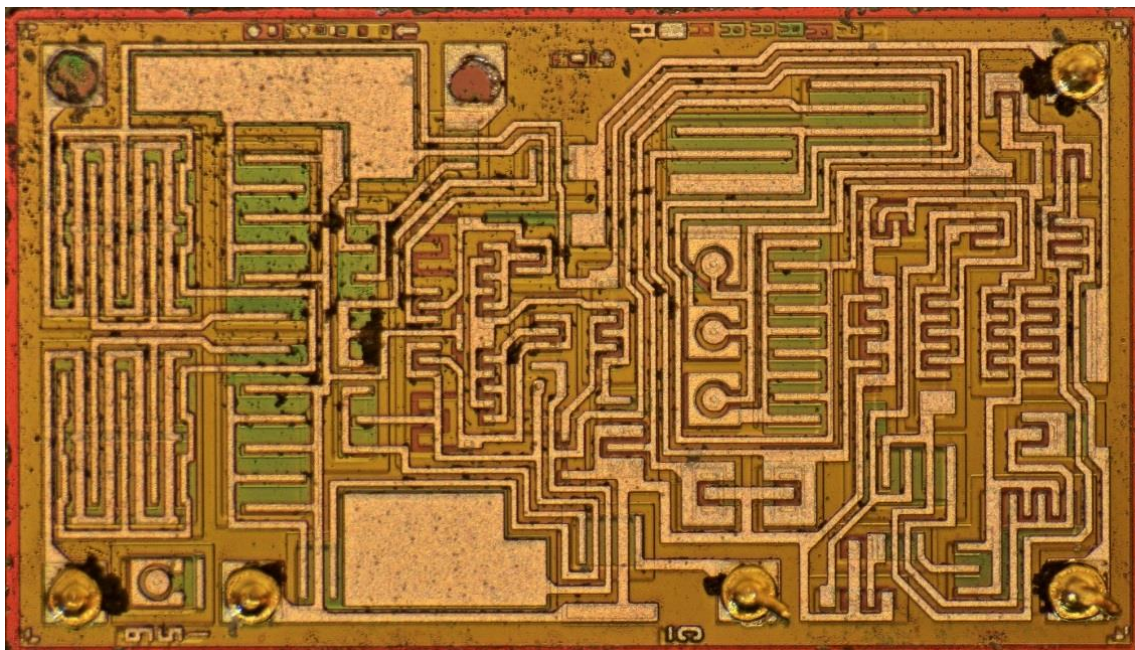
Der Biasstrom der Eingänge bewegt sich laut Datenblatt bei 25°C zwischen üblicherweise 30pA und maximal 200pA . J-FET-typisch verdoppelt sich der Strom mit jeder Temperaturerhöhung um 10°C , was auch im Datenblatt gut zu erkennen ist. In der $1/1$ -Einstellung des Abschwächers befindet sich am invertierenden Eingang ein bezüglich dem Biasstrom wirksamer Widerstand von $500\text{k}\Omega$. Die $500\text{k}\Omega$ ergeben sich aus der Parallelschaltung der zwei $1\text{M}\Omega$ -Widerstände, über die das Eingangs- und das Offsetkorrektursignal zugeführt werden. An den $500\text{k}\Omega$ fällt somit bei einer Bauteiltemperatur von 25°C eine Spannung von $15\text{--}100\mu\text{V}$ ab. In der Eingangsstufe beträgt die Bauteiltemperatur $50\text{--}60^\circ\text{C}$, was den Spannungsabfall auf $120\text{--}800\mu\text{V}$ erhöht. Das ist ein nicht unerheblicher Wert für einen Anzeigebereich von 16mV in der 2mV/div -Einstellung. Die in diesem Fall sehr hilfreiche Eigenschaft des Biasstrom ist allerdings, dass er sich auf beide Eingänge des Operationsverstärker gleich auswirkt. Befinden sich an beiden Eingängen die gleichen Widerstände, so kompensieren sich die durch die Biasströme verursachten Spannungsabfälle und der Verstärker arbeitet diesbezüglich fast ideal. Das ist der Grund warum sich am nicht invertierenden Eingang ein mit $470\text{k}\Omega$ ungefähr gleichgroßer Widerstand wie am invertierenden Eingang befindet. In der $1/10$ - und in der $1/100$ -Einstellung des Abschwächers sind die Widerstände an den Eingängen des Operationsverstärkers nicht mehr gleich groß und die Biasstromkompensation verhält sich entsprechend nicht mehr ideal. Sie wirkt sich aber trotzdem positiv aus. Dazu kommt, dass der heruntergeteilte Pegel des Eingangssignals in diesen Einstellungen höher und damit unempfindlicher ist.

Der Offsetstrom ist kritischer als der Biasstrom, da er von einem Eingang des Operationsverstärkers zum anderen fließt und sich entsprechend nicht über gleiche Widerstandswerte kompensieren lässt. Ganz im Gegenteil wirken sich höhere Gesamt Widerstände an den Eingängen negativ aus. Hier ist daher in der $1/1$ -Einstellung des Abschwächers mit einem wirksamen Widerstand von $1\text{M}\Omega$ zu rechnen. Der Offsetstrom beträgt laut Datenblatt typischerweise 3pA , maximal 50pA . An einem $1\text{M}\Omega$ -Widerstand fallen entsprechend $3\mu\text{V}$ bis $50\mu\text{V}$ ab. Der Offsetstrom zeigt das gleiche Temperaturverhalten wie der Biasstrom. Bei $50\text{--}60^\circ\text{C}$ können sich daher typischerweise 24pA , maximal 400pA beziehungsweise typischerweise $24\mu\text{V}$, maximal $400\mu\text{V}$ einstellen. Mit den typischen Werten lässt sich die gewünschte Genauigkeit von acht Bit im 2mV/div -Bereich gerade noch einhalten.

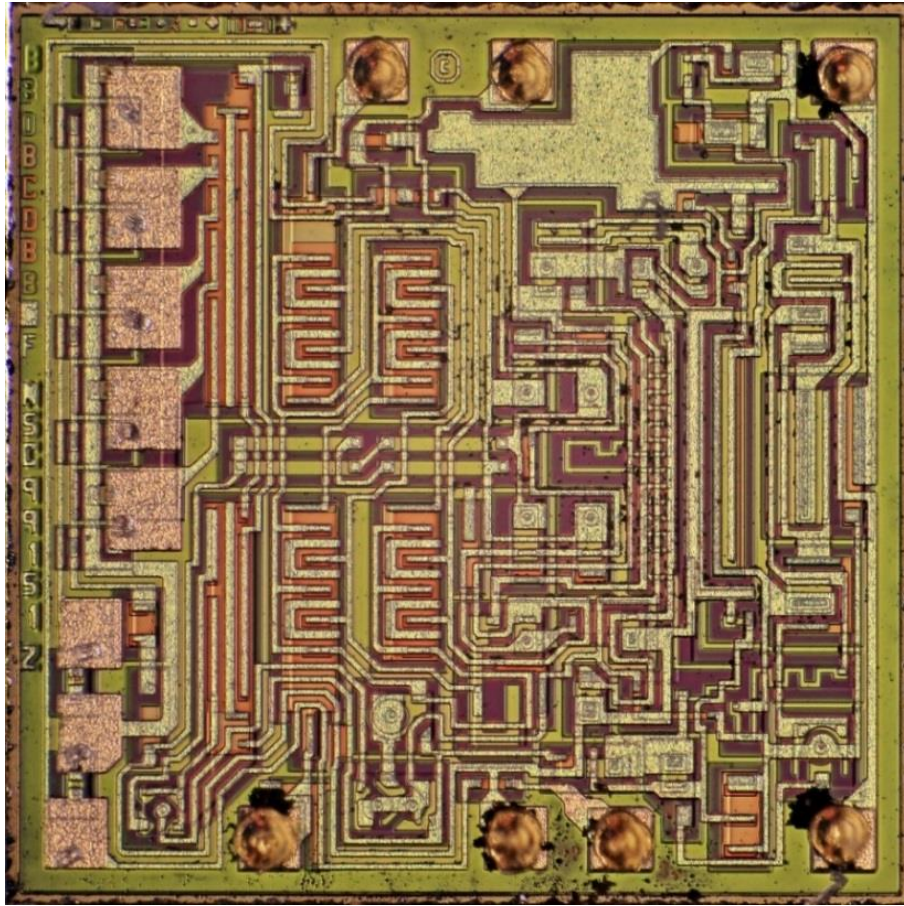




J-FET-Eingangsstufen bieten sehr geringe Eingangsströme. Das ist ein großer Vorteil, führt allerdings auch dazu, dass minimale Unsymmetrien, die in integrierten Schaltkreisen immer vorkommen, zusätzlich zu den bereits erwähnten Schwächen, relativ hohe Offsetspannungen erzeugen. Der LF355 bietet zwei Pins, über die diese Offsetspannung abgeglichen werden kann. Das Blockschaltbild im Datenblatt des LF355 zeigt, dass sich dafür zwei weitere J-FETs zwischen den Eingangstransistoren und der Spannungsverstärkungsstufe befinden. Ein an dieser Stelle angeschlossenes Potentiometer erlaubt es unterschiedliche Ströme in die differentiellen Zweige einzuspeisen und so die Offsetspannung der Eingangsstufe auszugleichen. Dabei sind allerdings die Nachteile dieses Verfahrens zu beachten. Die Balanceeingänge beeinflussen direkt den Stromfluss im Differenzverstärker des Eingangs. Die symmetrische Auslegung, die die Grundlage für die positiven Eigenschaften eines Differenzverstärkers bildet, wird über diese Offsetkompensation zumindest zum Teil ausgehebelt. Entsprechend leiden die Spezifikationen des Operationsverstärkers umso stärker, je mehr Offset extern kompensiert werden muss. Im Datenblatt ist dieser Makel über den Parameter „Change in Average TC with Vos Adjust“ dokumentiert. Pro justiertem Millivolt erhöht sich der Temperaturdrift der Offsetspannung um typischerweise $0,5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Dieser Zusammenhang ist auch der Grund, warum über die Balance-Eingänge nur der Offset des Operationsverstärkers selbst justiert wird und nicht der Gesamtoffsetfehler eines mehrstufigen Verstärkers.



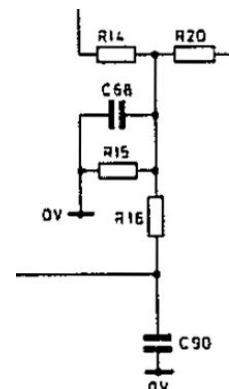
Das Die eines 1988 produzierten LF355 aus einem Teilesponder zeigt den noch relativ einfachen Aufbau des Operationsverstärkers. Zur Zeit der Entwicklung der 4070-Baureihe wäre bereits der in einigen Eigenschaften bessere Nachfolger LF411 verfügbar gewesen. Entweder wollte man sich die vermutlich höheren Kosten sparen oder man erachtete den älteren LF355 schlicht als ausreichend.



Ohne weitere Maßnahmen ist die Offsetspannung des LF411 um einen Faktor fünf niedriger als bei einem LF355. Ermöglicht wird das durch einen Abgleich während der Produktion. An der linken Kante des LF411-Dies sind deutlich die Pads zu erkennen, die nach der Herstellung des integrierten Schaltkreises kontaktiert werden, um damit verbundene sogenannte Fuses zu unterbrechen. Die Fuses befinden sich in Serie zu kleinen Widerständen, die wiederum parallel an größeren Widerständen angebunden sind. Über einen definierten Strom können die Fuses unterbrochen werden, was dazu führt, dass sich der zugehörige Widerstandswert erhöht. Im vorliegenden Fall handelt es sich um die Emitterwiderstände der Eingangstristoren. Darüber lässt sich die Offsetspannung des Differenzverstärkers direkt einstellen und er muss weniger oder im Idealfall gar nicht extern abgeglichen werden.

Da die Offsetquellen der Operationsverstärker und der restlichen Schaltungsteile relativ volatil sind, wurde der erste Verstärker als Addierer aufgebaut, dessen zweiter Eingang eine Offsetkorrektur für die gesamte Eingangsstufe ermöglicht. Ausgegeben wird die Summe aus dem Eingangssignal und einem von der Backplane zugeführten Korrektursignal. Während des Betriebs kann der Hauptprozessor darüber den Offset justieren. Eine solche Korrektur ließe sich im weiteren Verlauf der Eingangsstufe einfacher integrieren. Dann würden aber die Verstärkerstufen bis zu dieser Stelle unsymmetrisch belastet, was sich meist negativ auf deren Eigenschaften auswirkt.

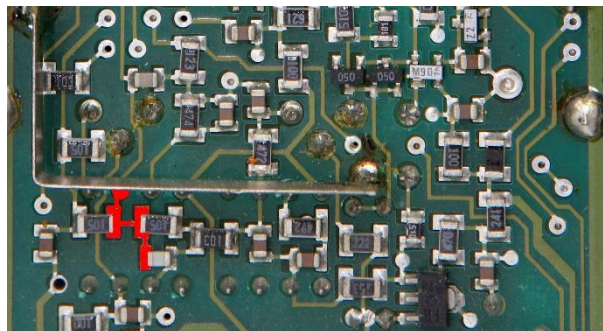
Am Offsetkorrekturknoten befindet sich ein Spannungsteiler aus R14 (1M Ω) und R15 (12k Ω), der zwischen dem +12V- und dem Massepotential angebunden ist. Ohne Weiteres würden sich dort 142mV einstellen. Über den Widerstand R16 (220k Ω) ist das über eine Kapazität gepufferte Steuersignal für die Offsetkorrektur an den Spannungsteiler angebunden. Es überstreicht einen Spannungsbereich von -5V bis 0V und beeinflusst den Offsetkorrekturknoten so, dass sich dort -121mV bis 135mV einstellen können. Der Kondensator C68 stabilisiert dieses Potential. Der 1M Ω -Widerstand R20 stellt den Eingangswiderstand des Addierers dar. Der Korrekturbereich ist mit 256mV erstaunlich groß. Das Steuersignal lässt sich zwar mit einer relativ hohen Auflösung von zwölf Bit einstellen, dennoch bewirkt der große Einstellbereich, dass der Offset nur mit einer Granularität von 63 μ V justiert werden kann. Theoretisch wäre eine Auflösung von mindestens 30 μ V notwendig, praktisch ist die Umsetzung vollkommen ausreichend.



	Kanal 1	Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Steuersignal Offsetkorrektur / V	-3,13	-3,21	-2,72	-3,15
	MIN	-5,00	MAX	0,00
Offsetkorrekturwert / mV	-25	-29	-4	-26

Eine Messung der im vorliegenden Gerät auftretenden Potentiale zeigt, dass zumindest hier der Korrekturbereich kaum ausgenutzt wird. Die Steuersignale bewegen sich zwischen -3,21V und -2,72V, was Offsetkorrekturwerte von -29mV bis -4mV erzeugt. In der 2mV/div-Einstellung überstreicht der Unterschied zwischen dem niedrigsten und dem höchsten Wert aber immerhin mehr als einen vollständigen Anzeigebereich.

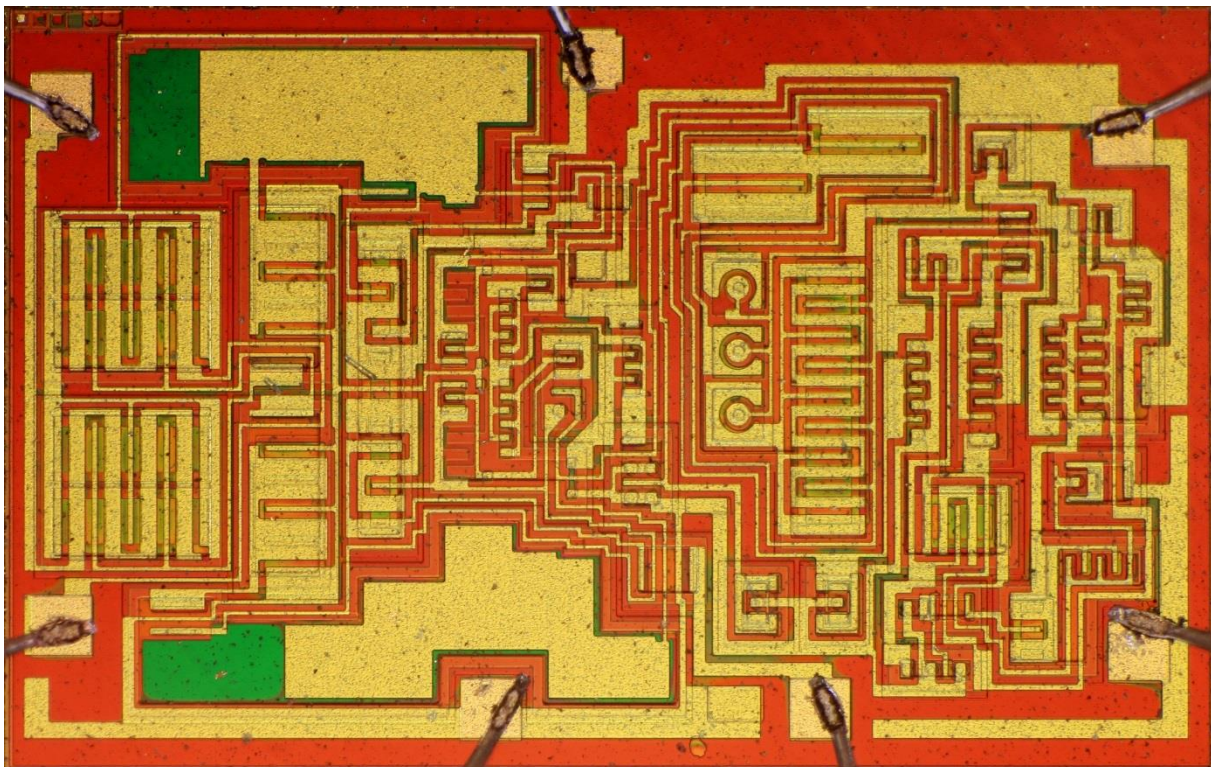
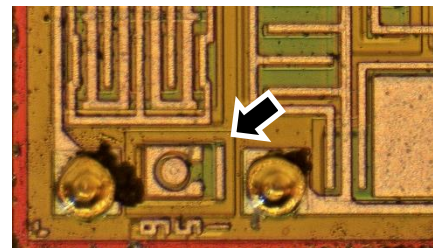
Das Schirmblech auf der Platinenunterseite endet kurz vor den beiden Operationsverstärkern des LF-Verstärkers. Vermutlich sah man es als ausreichend an die hochohmigen Schaltungsknoten zu schirmen, schließlich wird die Platinenunterseite bereits relativ gut vom Gehäuseblech abgeschirmt. Hinter der Pufferung sind die Signale dann niederohmiger und somit unempfindlicher gegenüber Störeinstrahlungen. Nur der Knoten am invertierenden Eingang des ersten Operationsverstärkers befindet sich außerhalb des Schirms, obwohl er noch ein hochohmiges und damit störanfälliges Potential führt. Allzu problematisch ist das allerdings nicht. Die Tiefpasseigenschaften des ersten Operationsverstärkers sorgen dafür, dass Störeinstrahlungen mit Frequenzen oberhalb 180kHz nicht mehr verstärkt werden. Niedrigere Frequenzen koppeln in die relativ kleinen Strukturen kaum ein und die Schirmung durch das Gehäuse in direkter Nähe tut ihr Übriges. Der Kondensator, der im Rückkopplungspfad des Operationsverstärkers die Tiefpasseigenschaften definiert, besitzt eine auffallend hohe Bauteilnummer. Vermutlich kam es trotz der Kapazitäten direkt an den Eingängen zu Störeinkopplungen und der Kondensator musste relativ spät noch integriert werden. Trotz der Gefahr von Störungen ist eine möglichst kurze Ausführung des Schirmblechs sinnvoll und notwendig, um die Verlustleistung der Bauteile möglichst gut abführen zu können.



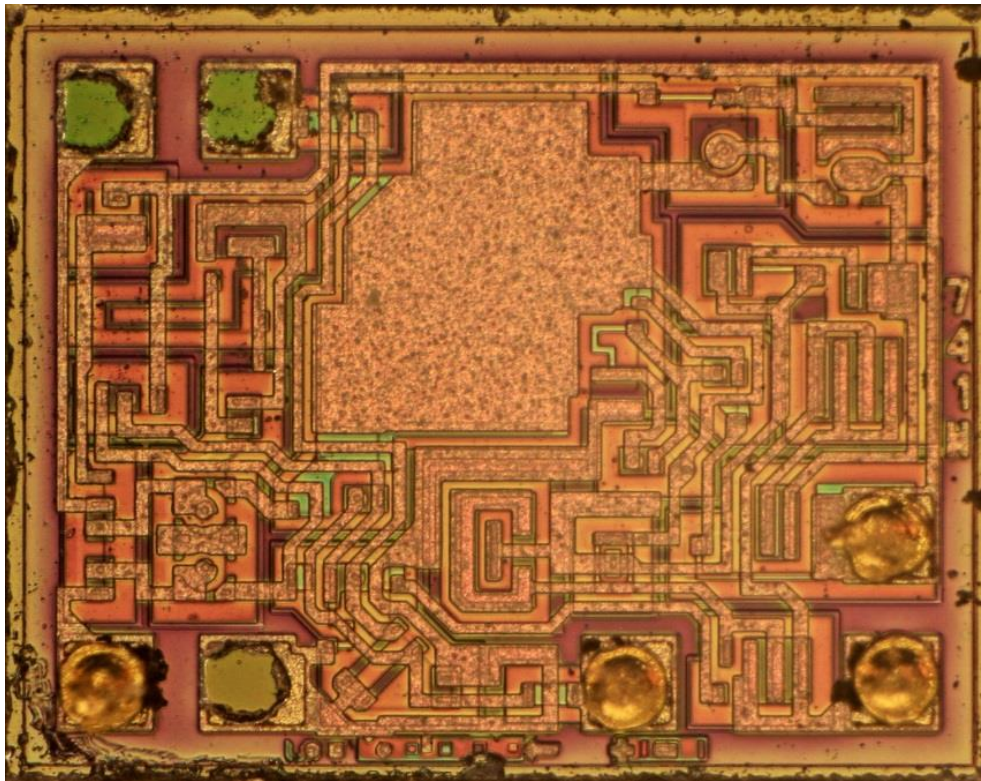
Am Eingang des ersten Operationsverstärkers befindet sich keinerlei Überspannungsschutz. Das führt dazu, dass dieses Bauteil die schwächste Stelle in der Eingangsstufe darstellt. Im normalen Arbeitsbereich liegen hinter dem Abschwächer Spannungen zwischen -0,6V und 0,6V an. Wie bereits beim HF-Verstärker beschrieben, können aber durchaus auch Spannungen bis 400V auftreten. Solange sich die Spannung am Eingang des LF-Verstärkers im Arbeitsbereich des Operationsverstärkers befindet, sorgt die Verschaltung dafür, dass die Spannung am Eingang des Operationsverstärkers auf 0V eingeregelt wird. In der 1/1-Einstellung des Abschwächers beginnt ab einem Eingangspegel von etwas mehr als +/-10V die Spannung am Eingang des Operationsverstärkers zu steigen. Die den Operationsverstärker umgebenden Widerstände reduzieren die anliegende Spannung ungefähr um einen Faktor drei. Ab circa 60V an den BNC-Buchsen erreicht die Spannung am Eingang des Operationsverstärkers die Höhe der Versorgungsspannung und damit kritische Werte. Mit der maximal zulässigen Eingangsspannung von +/-400V können sich am ersten Operationsverstärker ungefähr +/-130V einstellen. Die maximal zulässige Eingangsspannung des LF355 ist nicht sofort ersichtlich. Das aktuelle Datenblatt gibt als Maximalspannung +/-16V an, die negative Versorgungsspannung darf dabei aber nicht unterschreiten werden. Die Application Note 447 von Texas Instruments, die sich unter anderem auf den LF355 bezieht, geht detaillierter auf die Robustheit der Eingänge ein. Demnach wären positive Spannungen bis zu 50V über der positiven Versorgungsspannung tragbar. Erst bei höheren Spannungen würde die Gate-Source-Strecke durchbrechen. Selbst das führt aber noch nicht zu bleibenden Schäden, wenn der dann fließende Strom auf 3mA begrenzt bleibt. Das erklärt sich dadurch, dass es sich bei den Eingangstransistoren um J-FETs und nicht um MOSFETs handelt. Im Gegensatz zu MOSFETs ist bei J-FETs das Gate nicht von einer Isolationsschicht umgeben. Durchbrüche erfolgen innerhalb der pn-Übergänge als Lawinendurchbrüche, die üblicherweise reversibel sind, solange der Strom und damit die Verlustleistung nicht zu stark ansteigt. Da das in der Eingangsstufe durch den 1MΩ-Widerstand garantiert ist, stellen Spannungen bis +400V am Eingang kein Problem dar. Bei negativen Spannungen sind die Vorgaben der Application Note 447 restriktiver. Eingangsspannungen einige 10mV unter der negativen Versorgungsspannung führen demnach bereits dazu, dass ein parasitärer Transistor, der sich mit dem Substrat ausbildet, leitend wird. Der fließende Strom lässt sich dann nicht mehr begrenzen, wodurch es

zu Metallmigration und letztlich zur Zerstörung der Eingangsstufe kommen kann. Vor dem offensichtlichen Ausfall ist bereits eine Verschlechterung der Bauteileigenschaften zum Beispiel der Offsetspannung möglich. Die neueren Operationsverstärker (LF411 und LF441) sind laut Application Note robuster, da sie eine Diode enthalten, die die Basis-Emitter-Strecke des parasitären Transistors überbrückt. Die Diode wird früher leitend und sorgt so dafür, dass der parasitäre Transistor nicht aktiv werden kann. Die älteren Operationsverstärker wie der LF355 müssen demnach auf jeden Fall vor zu niedrigen Eingangspegeln geschützt werden. Da im Gould 4074 abgesehen vom Eingangswiderstand keine Schutzstrukturen vorhanden sind, ist zu befürchten, dass bei hohen Eingangsempfindlichkeiten Spannungen unter -36V die LF-Verstärkerstufe schädigen oder zerstören können. Das ist eine sehr unschöne Schwäche des Oszilloskops, da sie für den Anwender nicht offensichtlich ist. Im Servicemanual und auf dem Frontpanel ist ohne Einschränkungen als maximal zulässige Eingangsspannung „400V pk“ angegeben. Ein Test mit einem LF355 aus einem Teilesponder zeigt entgegen den Angaben in der Application Note ein recht robustes Verhalten gegenüber Eingangspotentialen unterhalb der Versorgungsspannung. Dazu wurde der Operationsverstärker mit $\pm 12V$ versorgt und am invertierenden Eingang über einen $1M\Omega$ -Widerstand eine Spannung von -18V angelegt. Der LF355 wurde dabei nicht zerstört. Es war auch keine offensichtliche Fehlfunktion oder erhöhte Stromaufnahme zu erkennen.

Betrachtet man das weiter oben bereits dargestellte LF355-Die aus dem Teilesponder genauer, so findet sich darauf eine Struktur, die das Verhalten erklären könnte. In der linken unteren Ecke, unterhalb der Eingangstransistoren, befindet sich etwas, das einem Transistor ähnelt, aber augenscheinlich nicht in die restliche Schaltung eingebunden ist. Es ist durchaus denkbar, dass es sich hier um die in der Application Note beschriebene Diode handelt, die parallel zur Basis-Emitter-Strecke des parasitären Transistors im Substrat platziert ist. Vielleicht wurde die Diode bereits in neuere LF355 integriert und die hier eingesetzten Operationsverstärker stellen diese robustere Generation dar. Das hier zu sehende Die wurde immerhin 1988 und damit mehr als zehn Jahre nach dem ersten LF355 produziert.

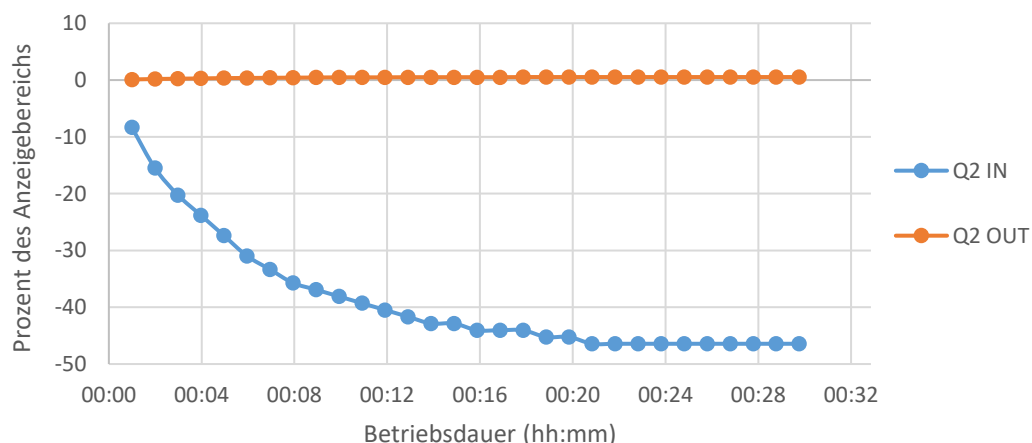


Ein LF355 von 1977 scheint die Theorie einer nachträglich integrierten Schutzstruktur zu bestätigen. Auf dessen Die fehlt die mutmaßliche Diode. Allerdings verhält sich auch dieser Operationsverstärker sehr robust gegenüber Potentialen unterhalb der negativen Versorgungsspannung. Legt man dort bei einer Versorgung von $\pm 12V$ über einen $10k\Omega$ -Widerstand ein -18V-Potential an einen Eingang an, so zeigt sich ebenfalls oberflächlich keine Veränderung des elektrischen Verhaltens.



Der zweite Operationsverstärker ist ein relativ einfacher LM741 mit bipolaren Transistoren an den Eingängen. Ein übermäßig hoher Eingangswiderstand ist an dieser Stelle nicht mehr notwendig, weswegen die bipolaren Eingänge mit ihren geringen Offsetfehlern hier die sinnvollere Wahl sind.

Der zweite Operationsverstärker hat mehrere Aufgaben. Zuerst stellt er eine relativ hohe Impedanz für den Ausgang des ersten Operationsverstärkers dar, damit dieser möglichst wenig belastet wird und so optimal arbeiten kann. Hohe Belastungen am Ausgang eines Operationsverstärkers führen zu einer Erwärmung des Dies und damit zu einer Verstärkung von Driftphänomenen. Des Weiteren kompensiert der zweite Operationsverstärker die Schwächen der folgenden Transistorendstufe indem er das von dort zurückgekoppelte Ausgangssignal verarbeitet. Erhöht sich die Temperatur des Endstufentransistors, so reduziert sich die Flussspannung der Basis-Emitter-Strecke. Da das Nutzsignal einen recht geringen Pegel aufweist ($<0,6V$), wirkt sich eine Änderung der Basis-Emitter-Spannung sehr stark auf das Ausgangssignal aus. Ohne die Rückkopplung würde sich ein enormer Offsetdrift addieren, während sich das Oszilloskop und damit der Transistor erwärmen.



Eine Messung von Eingangs- und Ausgangsspannung am Endstufentransistor zeigt die Ausmaße des Drifts. Will man einen Offsetdrift in den Eingangsstufen bewertbar und vor allem vergleichbar machen, so ist es sinnvoll die Abweichung in Prozent des Werts anzugeben, der an dieser Stelle eine Vollausssteuerung des Bildschirms bewirkt. Auf diese Weise sind die Drieffekte unabhängig von den absoluten Pegeln in den verschiedenen Schaltungsteilen.

Die blaue Kurve stellt die Spannung am Eingang, die rote Kurve die Spannung am Ausgang der Transistorendstufe dar. Die Spannung am Eingang des Kanals beträgt hier 50V bei einer Empfindlichkeit von 5V/div, was zu einer relativ hohen Aussteuerung von 500mV führt und damit eher einen unempfindlicheren Arbeitspunkt darstellt. Das Ausgangssignal des Emitterfolgers weicht nach 30 Minuten lediglich um knapp 0,5% vom Sollwert ab. Das Eingangssignal stellt die Differenz aus dem Nutzsignal und der Rückkopplung des Ausgangs dar. Es reduziert sich innerhalb von 30 Minuten um fast 50% also 250mV und kompensiert so die sinkende Basis-Emitter-Spannung des Endstufentransistors, die ansonsten einen steigenden Offset erzeugen würde. Es ist gut zu erkennen, dass sich das Gerät in Bezug auf diesen Transistor nach ungefähr 22 Minuten im thermischen Gleichgewicht befindet.

Ein Potentiometer im Rückkopplungspfad zwischen dem Ausgang des Endstufentransistors und dem zweiten Operationsverstärker ermöglicht es den Verstärkungsfaktor des LF-Verstärkers auf den Verstärkungsfaktor des HF-Verstärkers abzugleichen.

Die Addition der Ausgangspegel von HF- und LF-Verstärker erfolgt recht geschickt. Der LF-Verstärker liefert neben den niedrigen Frequenzanteilen den Gleichspannungspegel des Eingangssignals als Grundlage. Die Rückkopplung vom Ausgang des Endstufentransistors stellt das Ausgangspotential exakt auf die Höhe des Eingangspotentials ein. Der HF-Verstärker ist kapazitiv angekoppelt und addiert so die höheren Frequenzanteile auf das LF-Signal. Die Spannungsabfälle über den MOSFET und den Endstufentransistor sind dabei nicht relevant, da sie sich nur auf den Gleichspannungspegel auswirken, der wie beschrieben vom LF-Zweig korrekt eingestellt wird. Vorteilhaft ist dabei, dass sich zum Nutzsignal kein Offset addiert und es so weiterhin auf das Massepotential bezogen ist. Das gleichbleibende Bezugspotential ermöglicht die beschriebene Anbindung der Überspannungsschutzdioden und vereinfacht die weitere Verarbeitung im folgenden 1/2-Abschwächer.

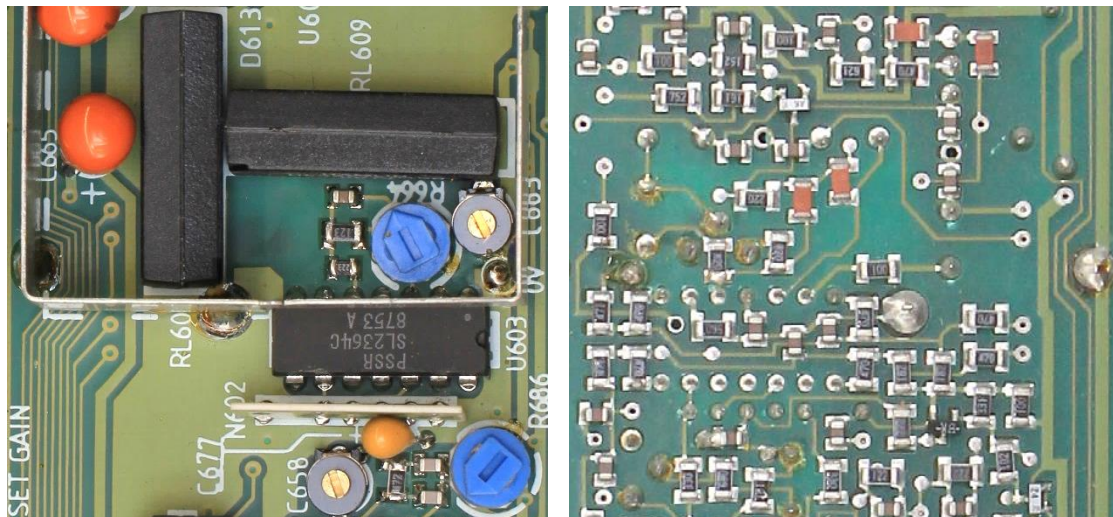
2.4.3 1/2-, 1/5-Abschwächer, *2,5-Verstärker und Symmetrierung

Auf den Pufferverstärker folgen die Abschwächer mit den Faktoren 1/2 und 1/5 und eine Verstärkung um den Faktor 2,5. Die drei Anpassungsstufen können einzeln aktiviert werden. In Kombination mit dem ersten Abschwächer lassen sich so alle einstellbaren Eingangsempfindlichkeiten auf einen Spannungsbereich normieren. Die Schaltmimik stellt sich folgendermaßen dar:

5 V/div	/ 100	/ 2		/ 5	/ 10	* 100	50 mV/div
2 V/div	/ 100	/ 2	* 2,5	/ 5			
1 V/div	/ 100		* 2,5	/ 5			
0,5 V/div	/ 10	/ 2		/ 5			
0,2 V/div	/ 10	/ 2	* 2,5	/ 5			
0,1 V/div	/ 10		* 2,5	/ 5			
50 mV/div		/ 2		/ 5			
20 mV/div		/ 2	* 2,5	/ 5			
10 mV/div			* 2,5	/ 5			
5 mV/div							
2 mV/div			* 2,5				

Am Ausgang der Eingangsstufe stellt sich ein immer gleicher Spannungsbereich von 50mV/div ein. Das bedeutet, dass 5V am Eingang bei einer Empfindlichkeit von 5V/div den gleichen Pegel am Ausgang erzeugen wie 2mV bei einer Einstellung von 2mV/div. Die zwei noch folgenden Verstärkerstufen prägen lediglich die konstanten Faktoren 1/10 und 100 ein.

Zusätzlich erfolgt in der vorliegenden Verstärkerstufe eine Umwandlung des bisher massebezogenen Signals in ein differentiellles Signal. Das differentielle Signal ist nicht nur unempfindlicher gegenüber Störungen, es erleichtert auch die weitere Verarbeitung. Setzt man einen vernünftigen Aufbau voraus, so verhalten sich differentielle Verstärker mit differentiellen Ein- und Ausgangssignalen sehr robust gegenüber vielen Schwankungen der eingesetzten Bauteile. Darunter fallen Produktionsschwankungen ebenso wie Drifts durch Alterung, Temperaturänderungen oder Arbeitspunktverschiebungen.



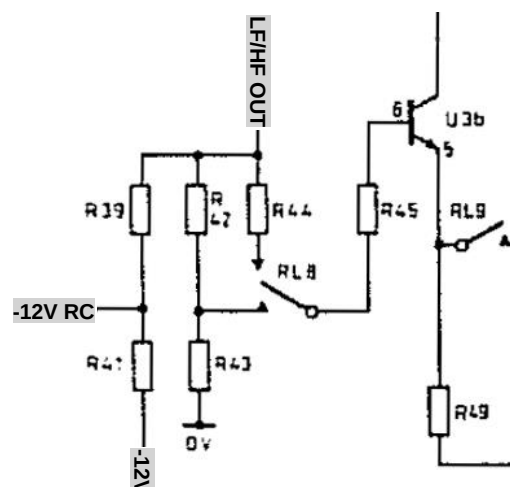
Auf der Platinenunterseite ist dieser Schaltungsteil nicht mehr geschirmt. Das Gehäuse in direkter Nähe stellt hier bereits einen ausreichenden Schutz vor Störeinkopplungen dar. Auf der Platinenoberseite endet das Schirmblech exakt dort, wo das zuerst noch massebezogene Signal in ein differentielles Signal übergeht und somit resistenter gegenüber Störungen ist. Diese Grenze wurde akribisch eingehalten. Der seitlich abschließende Blechstreifen besitzt einen Ausschnitt, so dass der darunterliegende IC nur soweit abgeschirmt wird, wie er noch das massebezogene Eingangssignal trägt. Hätte man das Schirmblech etwas länger und dann ohne Ausschnitt konstruiert, so wäre es einfacher zu fertigen gewesen. Eine vollständige Abschirmung des Schaltungsteils hätte allerdings die Entwärmung verschlechtern, da die Einhausung die Konvektion behindert. Wie sich noch zeigen wird, ist die Entwärmung der Eingangsstufen ein durchaus kritischer Punkt.

Auf der Platinenoberseite ist deutlich erkennbar, dass um den zentralen IC sehr viel Wert auf eine möglichst hohe Integrationsdichte gesetzt wurde. Die Nähe von SMD- und THT-Bauteilen dürfte die Bestückung der Platine verkompliziert haben.



Der Abschwächer mit dem Faktor $1/2$ ist als einfacher Spannungsteiler realisiert ($R42/R43$, $100\Omega/100\Omega$) und befindet sich im Emitterzweig des Endstufentransistors der Pufferstufe. Liegt am Eingang des Kanals ein Pegel von $0V$ an, so stellt sich auch am $1/2$ -Abschwächer ein Pegel von $0V$ ein. Das ist hilfreich, da so nur soviel Verlustleistung am Spannungsteiler anfällt wie unbedingt notwendig. Für den vorgelagerten Endstufentransistor wäre der $1/2$ -Abschwächer mit Massebezug allerdings kein geeigneter Arbeitswiderstand. Ohne einen definierten Ruhestrom würde der Transistor großteils im nichtlinearen Bereich seiner Kennlinie arbeiten und entsprechend das Nutzsignal verzerren. Negative Pegel ließen sich gar nicht darstellen. Aus diesem Grund ist der 680Ω -Widerstand $R39$ parallel zum $1/2$ -Abschwächer an ein RC-gefiltertes $-12V$ -Potential angebunden. Dieser Widerstand sorgt für einen Ruhestrom von ungefähr $17mA$, in dessen Umgebung der Endstufentransistor relativ linear arbeitet.

Mit einer maximalen Aussteuerung von $\pm 0,6V$ und damit einer Variation des Stroms um höchstens $\pm 6mA$ bleibt der Transistor immer in einem sinnvollen Arbeitsbereich. Zur vollständigen Aussteuerung des Bildschirms sind bereits $\pm 2mA$ ausreichend. Die durch den Ruhestrom am Endstufentransistor anfallende Verlustleistung von fast $200mW$

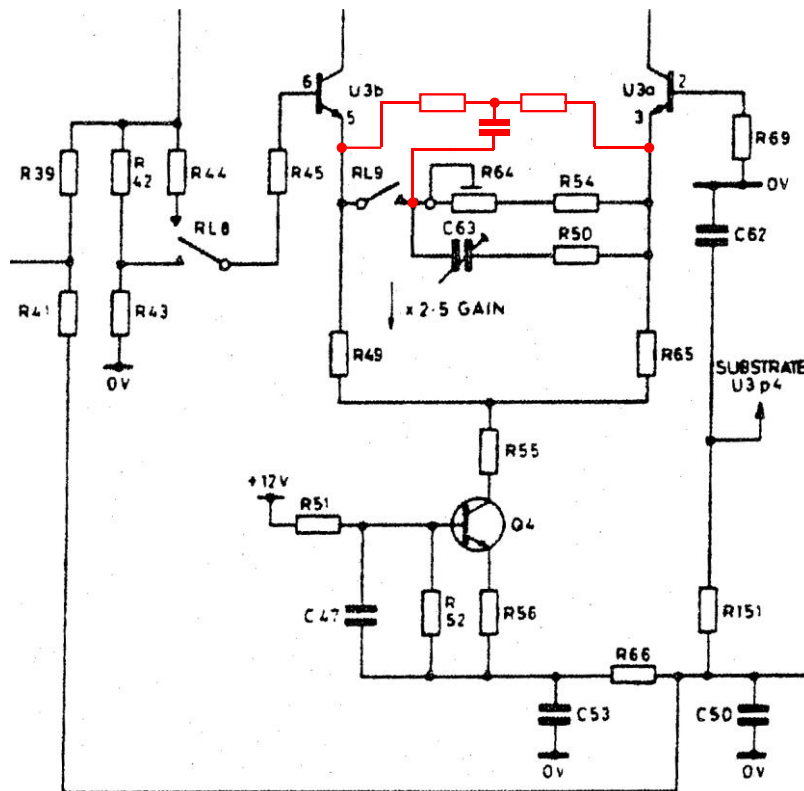


kann dessen SOT89-3-Package problemlos abführen. Aus Sicht der Eingangsstufe im Ganzen ist der Wärmeeintrag allerdings nicht unproblematisch, wie sich noch zeigen wird. Der Emitterwiderstand R39 muss ebenfalls fast 200mW abführen.

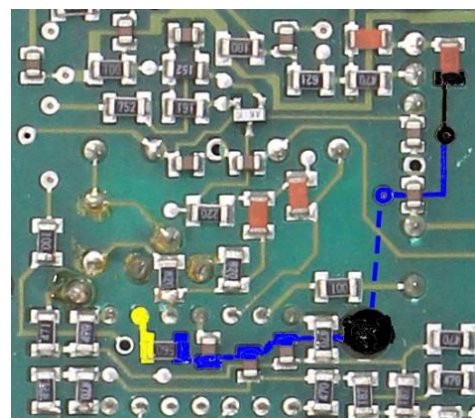
Für den 1/2-Spannungsteiler wurden Widerstände in einem roten Gehäuse eingesetzt. Laut Servicemanual weisen diese Widerstände eine niedrigere Toleranz von 1% auf. Der Großteil der Widerstände in den Eingangsstufen ist dagegen mit einer Toleranz von 2% angegeben. Da sich der 1/2-Teilerfaktor nicht justieren lässt, ist es wie beim 1/10- und beim 1/100-Abschwächer wichtig, dass die eingesetzten Widerstände ausreichend genau die gewünschten Werte darstellen.

Ein Relais ermöglicht einen Abgriff zwischen den beiden 100Ω-Widerständen des Spannungsteilers, wodurch sich der Pegel des Eingangssignals halbiert. Alternativ wird das Signal oberhalb der Widerstände abgegriffen, wo der Pegel unverändert anliegt. Die geringere Packungsdichte der zwei in diesem Bereich platzierten Relais ermöglichte, anders als im ersten Abschwächer, den Einsatz von einfachen, ungeschirmten Modellen.

In der 1/1-Einstellung des Spannungsteilers muss das Signal zusätzlich durch den 47Ω-Widerstand R44 fließen. Der 47Ω-Widerstand sorgt dafür, dass die Quellenimpedanz für den folgenden Schaltungsteil gleich bleibt. In der 1/2-Einstellung mit dem mittigen Abgriff ergibt sich aus den zwei 100Ω-Widerständen eine Quellenimpedanz von 50Ω. Überbrückt das Relais den Spannungsteiler, so bildet die Pufferstufe eine quasi verschwindende Impedanz ab. Der zusätzliche 47Ω-Widerstand sorgt in diesem Fall für eine ähnliche Quellenimpedanz wie in der 1/2-Einstellung. Die Notwendigkeit einer konstanten Quellenimpedanz zeigt sich bei einer genaueren Analyse der folgenden Verstärkerstufe.



Auf den 1/2-Abschwächer folgt ein Differenzverstärker. In einen Eingang des Differenzverstärkers wird das Nutzsignal eingespeist, der andere Eingang ist über einen Widerstand an das Massepotential angebunden. Diese Schaltung schafft eine gewisse Robustheit gegenüber Störungen auf dem Massepotential. Ein Störsignal am Fusspunkt eines Abschwächers wirkt sich beispielsweise bedeutend weniger auf das Nutzsignal aus, wenn es mit gleichem Pegel am invertierenden Differenzverstärkereingang anliegt und dort wieder vom Nutzsignal abgezogen wird. Dazu ist allerdings eine niederimpedante Masseverteilung innerhalb dieses Bereichs der Eingangsstufe erforderlich. Das Massepotential am invertierenden Eingang bildet zusätzlich einen Sternpunkt, der als Bezugspotential für den Differenzverstärker dient. Des Weiteren



ist der Sternpunkt mit einem nahe liegenden Befestigungspunkt des Schirms verbunden. Von diesem Befestigungspunkt aus führt eine, von anderen Massepotentialen isolierte, Leiterbahn zum Massepotential des 1/2-Abschwächers.

Gleichtakststörungen am Eingang eines Differenzverstärkers werden zu einem gewissen Teil auf die Ausgangsseite übertragen. Diese beeinflussen das differentielle Nutzsignal zwar im ersten Moment nicht, sie können sich aber negativ auf die Eigenschaften der Transistoren im Differenzverstärker und auf die nächste Verstärkerstufe auswirken. Dazu kommt, dass ein realer Differenzverstärker nicht ideal arbeitet und daher ein Gleichtaktsignal am Eingang auch immer zu einem kleinen Teil in ein differentielles Signal am Ausgang umwandelt, das wiederum direkt das Nutzsignal stört. Es ist folglich vorteilhaft Gleichtaktsignale von vornherein möglichst stark zu dämpfen. Die Dämpfung von Gleichtaktsignalen ist eine grundlegende Eigenschaft eines Differenzverstärkers, die sich optimieren lässt. Der hier aufgebaute Differenzverstärker arbeitet mit einer 22mA-Stromsenke statt mit einem einfachen Widerstand im Emitterzweig. Für Gleichtaktsignale führt das zu einem sehr hohen Eingangswiderstand, der sich aus dem hohen Innenwiderstand der Stromquelle multipliziert mit der Verstärkung der Eingangstransistoren ergibt. Überschlägig kann man von einem hohen einstelligen bis kleinen zweistelligen Megaohmwert ausgehen, der einen geringen Stromfluss und damit eine relativ starke Dämpfung bewirkt.

In der Stromsenke dient ein Widerstandsteiler als Referenzspannungsquelle und nicht eine Z-Diode wie im Fall des HF-Verstärkers der Pufferstufe. Eine besonders stabile Spannung ist hier nicht mehr notwendig, da sich minimale Schwankungen, soweit sie überhaupt auftreten, nur im Gleichtaktsignal und nicht im differentiellen Nutzsignal zeigen. Dazu kommt, dass die Spannung an der Stromquelle lediglich im Rahmen von Gleichtaktstörsignalen schwankt und so auch das Potential an der Basis des Transistors kaum beeinflusst wird. Wie beschrieben ist der hohe Innenwiderstand der Stromsenke absolut wünschenswert. Eine weitere Erhöhung über eine Z-Diode zur Stabilisierung der Referenzspannung ist aber nicht notwendig. Als Transistor war ein recht einfacher BCX70K ausreichend.

Für differentielle Signale und auch für das massebezogene Nutzsignal ergibt sich ein vergleichsweise niedriger Eingangswiderstand. Dieser setzt sich zusammen aus dem Zuführungswiderstand der Basis, dem differentiellen Basis-Emitter-Widerstand des Transistors und dem mit der Verstärkung des Transistors multiplizierten Emitterwiderstand R49. Überschlägig kann man von einem hohen einstelligen Kiloohmwert ausgehen. Die durchaus relevante Belastung des Eingangssignals ist ein Grund warum die Quellenimpedanz des 1/2-Abschwächers konstant sein muss. Änderungen würden bei gleichen Pegeln zu unterschiedlich hohen Strömen und damit zu einer ungewollten Verstärkung oder Abschwächung des Eingangssignals führen.

Auch aus Sicht der Offsetspannung ist eine konstante Quellenimpedanz notwendig. Im Gegensatz zum J-FET-Operationsverstärker im LF-Teil des Pufferverstärkers ändern sich die Eingangsströme des Differenzverstärkers bei Temperaturschwankungen kaum. Die Bipolartransistoren verursachen aber mit ungefähr 150µA einen nicht unerheblichen Biasstrom. So führen selbst kleine Unsymmetrien der Widerstände an den Eingängen zu relevanten Offsetspannungen. Diese Offsetspannungen lassen sich zwar abgleichen, stören aber die Symmetrie des Differenzverstärkers, weswegen auf gleiche Widerstandswerte an den Eingängen geachtet werden muss. Vor allem ist eine einseitige Änderung des Quellenwiderstands bei Bereichsumschaltungen zu vermeiden, da sie zu Offsetsprüngen führen würde.

Der 1/2-Abschwächer stellt unabhängig von der Einstellung eine Quellenimpedanz von 50Ω dar. Das Servicemanual gibt für den Widerstand am Differenzverstärkereingang einen Wert von 20Ω an. Bei dem an das Massepotential angebundenen Eingang sollte sich laut Servicemanual ein 75Ω-Widerstand befinden. Das führt zu einem einigermaßen ausgeglichenen Widerstandsverhältnis an den beiden Eingängen (70Ω/75Ω). Im vorliegenden Gerät sind allerdings ein 56Ω- und ein 100Ω-Widerstand verbaut, was ebenfalls ein ausgeglichenes Verhältnis erzeugt (106Ω/100Ω), aber den Verstärkungsfaktor des Differenzverstärkers minimal reduziert. Die Notwendigkeit dieser Modifikation zeigt sich noch im Lauf der weiteren Analyse des Differenzverstärkers.

Um die Verstärkung mit dem Faktor 2,5 zuzuschalten, wird ein Relais angesteuert, welches die Emitterzweige des Differenzverstärkers koppelt. In den Emitterzweigen befinden sich die sogenannten Degenerationswiderstände (jeweils 100Ω). Diese Widerstände stellen eine lokale Rückkopplung dar, die die Eigenschaften der beiden Eingangstransistoren angleicht. Durch die teilweise Überbrückung der Emitterwiderstände verringert sich diese Rückkopplung, wodurch sich die Verstärkung erhöht. Eine leicht reduzierte Linearität des Verstärkers wurde in Kauf genommen. Über ein Potentiometer und einen variablen Kondensator kann die Impedanz der Querverbindungen und damit die Verstärkung und der Frequenzgang der *2,5-Option in einem gewissen Maß abgeglichen werden.

Der Frequenzgang des Differenzverstärkers musste anscheinend ganzheitlich nachträglich noch optimiert werden. Der Bestückungsdruck im Servicemanual enthält zwischen den Emitterzweigen bereits zwei SMD-Bauteile, die nicht im Schaltplan und in den Bauteillisten zu finden sind, den Widerstand R143 und den Kondensator C49. Bis zum vorliegenden Gerät wurde nochmal ein zusätzlicher SMD-Widerstand eingesetzt. Die Widerstände und Kondensatoren befinden sich auf der Platinenoberseite

neben dem Potentiometer der Querverbindung und sind im obigen Schaltplan rot ergänzt. Sie beeinflussen den Verstärkungsfaktor und den Frequenzgang des Differenzverstärkers. Im Vergleich zu den Widerständen im Relaispfad, die die Verstärkung um den Faktor 2,5 realisieren (jeweils $<100\Omega$), sind die nachträglich integrierten Widerstände relativ hochohmig ($22k\Omega$ und $12k\Omega$). Das lässt darauf schließen, dass nur eine minimale Korrektur des Frequenzgangs notwendig war. Die Tatsache, dass diese nachträglich eingefügten Widerstände den Verstärkungsfaktor erhöhen und die Änderung der Widerstände an den Eingängen des Differenzverstärkers den Verstärkungsfaktor reduziert, lässt vermuten, dass nur eine Linearisierung des Frequenzgangs notwendig war und die damit einhergehende minimal höhere Verstärkung daher wieder kompensiert werden musste. Die Anbindung des RC-Netzwerks an den schaltbaren Querpfad führt dazu, dass je nach Schaltzustand der *2,5-Option unterschiedliche RC-Kombinationen wirksam werden. In der 1/1-Einstellung, mit geöffneten Relaiskontakten, wird der rechte $12k\Omega$ -Widerstand zu einem Großteil von den niederohmigen, parallelgeschalteten Widerständen überbrückt und es ist der linke $22k\Omega$ -Widerstand dominant. In der *2,5-Einstellung überbrückt das Relais den $22k\Omega$ -Widerstand wodurch der $12k\Omega$ -Widerstand das Verhalten des RC-Glieds definiert. Diese Verschaltung sorgt dafür, dass sich der zusätzliche Querpfad mit aktivierter *2,5-Verstärkung niederohmiger darstellt. Das ist notwendig, um dessen Verstärkungsfaktor konstant zu halten. Dieser Verstärkungsfaktor ist abhängig von den wirksamen Emitterwiderständen, die sich wiederum bei der Zuschaltung der *2,5-Option reduzieren.

Unklar bleibt der Grund für das relativ spät eingefügte RC-Glied. Entweder war im Pufferverstärker der Pegelabfall bei hohen Frequenzen so stark, dass eine weitere Anhebung des Frequenzbereichs notwendig wurde oder der Frequenzgang des Differenzverstärkers selbst war nicht ausreichend linear.

Wie sensibel die Emitterzweige des Differenzverstärkers sind zeigt sich im Layout. Die Bauelemente der Querverbindungen sind eng beieinander, direkt an den entsprechenden Anschlüssen des Transistorarrays platziert. Außerdem ist die Massefläche in diesem Bereich großräumig ausgespart. Diese Maßnahme stellt sicher, dass die parasitären Kapazitäten möglichst niedrig ausfallen. Sie würden die Zweige des Differenzverstärkers und die Bauteile in den Querverbindungen bei hohen Frequenzen zum Teil überbrücken und damit den Frequenzgang negativ beeinflussen.

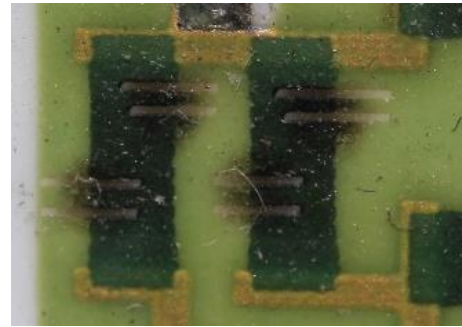
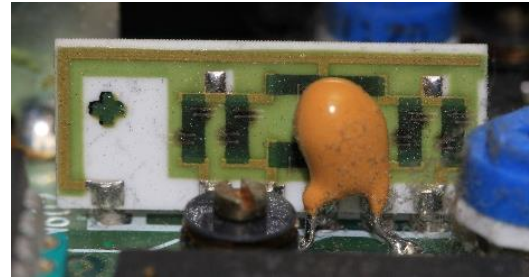
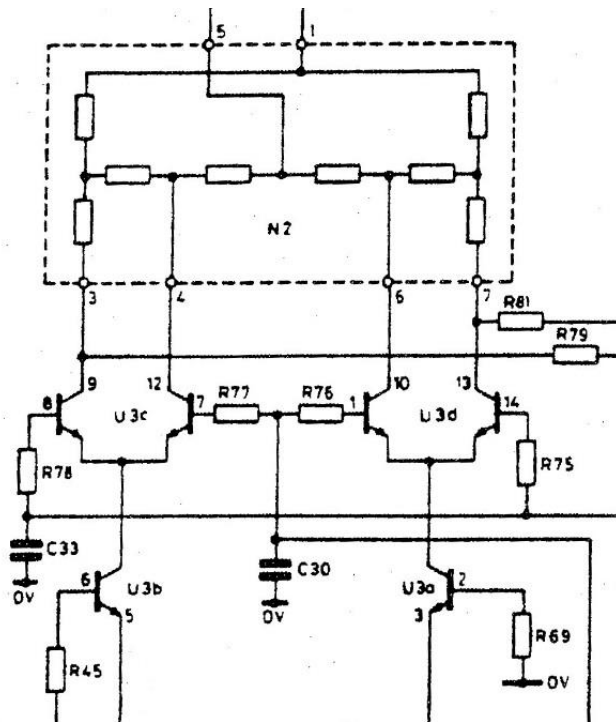
Abgesehen von der Stromsenke werden alle Transistoren des Differenzverstärkers durch ein SL2364-Transistorarray mit einer Grenzfrequenz von 5GHz bereitgestellt. Durch die Integration aller für den Differenzverstärker relevanten Halbleiter in einen IC ist sichergestellt, dass die Transistoren sehr ähnliche Eigenschaften aufweisen und den gleichen Temperaturschwankungen unterworfen sind.

Daraus resultieren eine hohe Symmetrie der beiden Differenzverstärkerzweige und eine gewisse Immunität gegenüber Drifts durch Temperaturänderungen der Umgebung und einzelner Transistoren. Das SL2364-Transistorarray wurde von GEC Plessey Semiconductors entwickelt, einer Firma die mehrere Kernkomponenten des Oszilloskops lieferte. Der Chip besitzt einen Substratanschluss, der über ein eigenes RC-Glied an das -12V-Potential angebunden ist. Die negative Vorspannung des Substrats stellt sicher, dass sich die einzelnen Transistoren trotz der hohen Integrationsdichte möglichst wenig gegenseitig beeinflussen. Im folgenden Kapitel findet sich eine detaillierte Analyse dieses Transistorarrays.

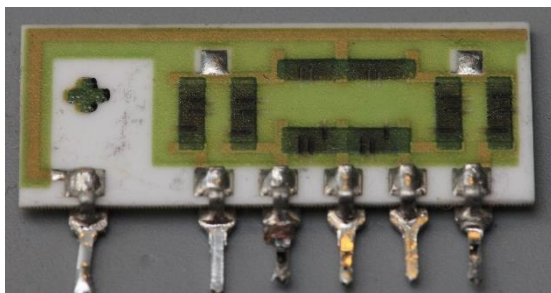
Im Gegensatz zu vielen anderen integrierten Schaltkreisen des Gould 4074 ist der SL2364 nicht gesockelt. Ein Sockel würde die Wege für die Signale verlängern und eine zusätzliche Unstetigkeitsstelle in das System bringen. Beides kann bei hohen Frequenzen die Signalqualität reduzieren.

Als Emitterwiderstände wurden die roten 1%-Typen eingesetzt. Im Vergleich zu den 2%-Typen garantiert das eine bessere Symmetrie der beiden Differenzverstärkerzweige.





Im Kollektorpfad des Differenzverstärkers befindet sich ein Keramikträger mit mehreren Dickschichtwiderständen. Dieses Widerstandarray stellt im Rahmen der 1/5-Dämpfung eine recht komplexe Funktion dar. Mittels vier Transistoren des Transistorarrays kann der Hauptrechner verschiedene Konfigurationen der Widerstände in die Kollektorpfade schalten. Die Steuerleitungen sind direkt am Transistorarray mit Kapazitäten versehen, da eingekoppelte Signale an dieser Stelle ein sehr hohes Störpotential besitzen. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Widerstandsschichten einem Abgleichprozess unterzogen wurden. Die dünnen Einkerbungen und die dunklen Verfärbungen lassen vermuten, dass der Abgleich mit einem Laser erfolgte. Zwei verzinnte Testpunkte erleichtern das Vermessen der Widerstände während des Abgleichs. Bemerkenswerterweise bleibt es auf Grund der Verschaltung dennoch unmöglich jeden Widerstand einzeln zu vermessen. Da es aber hauptsächlich auf die Symmetrie des Widerstandnetzwerks ankommt, war dieser Makel vermutlich nicht allzu kritisch.

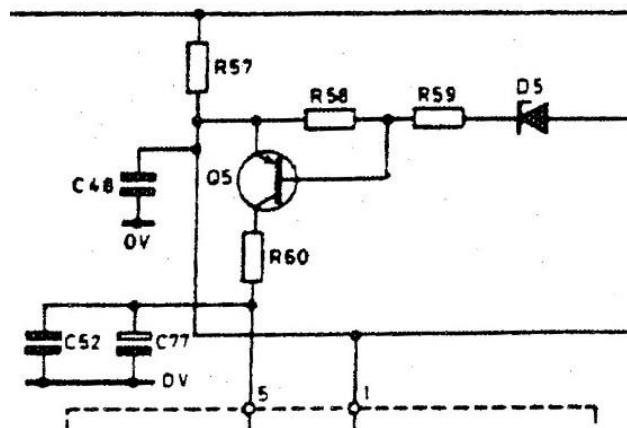


Das hier abgebildete Widerstandarray stammt aus einem Teilesponder. Im Vergleich mit dem obigen Keramikträger zeigt sich an den Positionsmarken in der linken oberen Ecke, dass die Platzierung der einzelnen Schichten durchaus einer gewissen Toleranz unterlag. Außerdem wurde der Abgleichprozess umgestellt. Hier befinden sich drei Einschnitte in den äußeren Widerständen, auf dem verbauten Keramikträger sind es vier Einschnitte. Vermutlich war eine Umstellung des Widerstandsmaterials der Grund für die Änderung. Im Gould 4074 wurden drei verschiedene Typen von Keramikträgern eingesetzt. Die anderen beiden sind mit einer blauen Deckschicht überzogen. Wahrscheinlich handelt es sich hier um einen anderen Hersteller. Die Bezeichnung „4070X5“ weist sowohl auf die Baureihe des Oszilloskops als auch auf den Abschwächungsfaktor hin. Die sechsstellige Zahlenreihe stellt die im Servicemanual aufgeführte Teilenummer dar. In der untersten Zeile ist ein Date-Code aufgedruckt, der im vorliegenden Gerät „8813“ lautet. Die Befestigung der Anschlusspins ist im Vergleich zu den anderen Keramikträgern unterschiedlich ausgeführt. Der erste Abschwächer weist dazu beidseitig verzinnte Pads auf und die Pins wurden entsprechend beidseitig verlötet. Der Keramikträger des Differenzverstärkers besitzt dagegen nur auf der Vorderseite Löt pads.

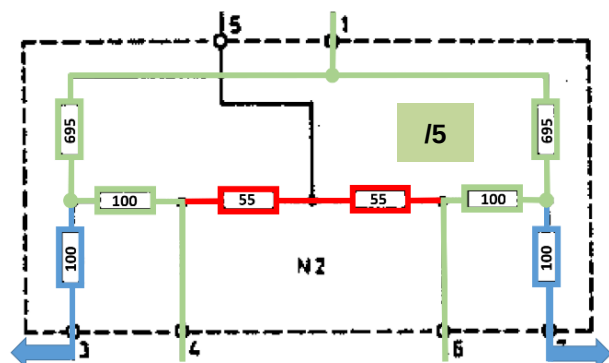
Oberflächlich betrachtet erscheint die Platzierung des Keramikträgers in Bezug auf das Transistorarray seitlich versetzt. Tatsächlich führt die etwas außermittige Anordnung der Widerstände selbst zu einer annähernd optimalen Ausrichtung mit sehr kurzen Wegen zwischen den Transistoren des Differenzverstärkers und deren Kollektorwiderständen.

Der Wechsel zwischen einer einfachen Pufferung des Signals und dem Dämpfungsfaktor $1/5$ erfordert neben der Umschaltung an den Kollektoren des Differenzverstärkers zusätzlich eine Änderung in der Versorgung. Das Widerstandarray besitzt zwei Versorgungsanschlüsse, die Pins 1 und 5. Ein RC-Glied ($10\text{nF}/10\Omega$) entkoppelt die $+12\text{V}$ -Versorgung, die dann direkt zum Pin 1 geführt wird. Über den Transistor Q5 kann der Hauptrechner das Versorgungspotential zusätzlich auf den Pin 5 des Widerstandarrays schalten. In dieser zweiten Zuleitung befindet sich ein weiteres RC-Glied, bestehend aus einem $2,2\text{k}\Omega$ -Widerstand und zwei Kondensatoren mit Kapazitäten von $1\mu\text{F}$ und 10nF . Die Grenzfrequenz des ersten RC-Glieds liegt bei $1,6\text{MHz}$, die des zweiten bei 71Hz . Ihnen kommen unterschiedliche Aufgaben zu. Das erste RC-Glied soll verhindern, dass hochfrequente Störungen in die Versorgung übertragen werden. Im Megahertzbereich ist dazu ein 10nF -Kondensator als Versorgungspuffer und ein 10Ω -Widerstand als Dämpfungsglied ausreichend. Niedrigere Frequenzen kann der 10nF -Kondensator nicht speisen, wodurch der 10Ω -Widerstand für Gleichtaktsignale als zusätzlicher Kollektorwiderstand wirksam wird. Der Widerstandswert ist allerdings so niedrig, dass dessen Auswirkungen praktisch nicht relevant sind. Abgesehen von anliegenden Signalen erzeugt der konstante Strom der Stromsenke einen kleinen, konstanten Spannungsabfall am 10Ω -Widerstand. Dieser ist aber nur für die Auslegung des Arbeitspunkts relevant.

Im Fall des zweiten RC-Glieds ist der Spannungsabfall der eigentliche Zweck der Schaltung. Durch den $2,2\text{k}\Omega$ -Widerstand fließt ein konstanter Teil des Stroms der Stromsenke, wodurch sich unabhängig vom Nutzsignal an den Kondensatoren eine Spannung von ungefähr 5V einstellt. Die relativ große Kapazität puffert dieses Potential bis zur unteren Grenzfrequenz von 71Hz . Diese Grenzfrequenz bezieht sich aber nicht auf die Übertragungsfunktion des Differenzverstärkers, da differentielle Signale weder zu einer Spannungs- noch zu einer Stromänderung am Pin 5 führen. Die Grenzfrequenz des RC-Glieds ist lediglich für Gleichtaktsignale relevant. Gleichtaktsignale am Eingang des Differenzverstärkers führen auf Grund des endlichen Widerstands der Stromsenke zu einer gewissen Änderung des Summenstroms durch die Kollektorwiderstände und damit auch zu einer Stromänderung am Pin 5 des Widerstandarrays. Das bedeutet, dass der Differenzverstärker in der $1/1$ -Einstellung Gleichtaktsignale mit Frequenzen unter 71Hz stärker verstärkt. Für diese niederfrequenten Gleichtaktsignale stellt der $2,2\text{k}\Omega$ -Widerstand einen Kollektorwiderstand dar, der durch seinen hohen Wert eine relativ hohe Verstärkung mit sich bringt. Wie bereits beschrieben kann ein Gleichtaktsignal einen negativen Einfluss auf die Transistoren des Differenzverstärkers und auf die folgenden Verstärkerstufen haben. Es kann auch zu einer teilweisen Umwandlung in ein differentielles Störsignal kommen. Niederfrequente Störsignale lassen sich allerdings relativ gut abschirmen, wodurch sie in die Eingangsstufen erst gar nicht eingekoppelt werden sollten. Von außerhalb der Eingangsstufen in das lokale Massepotential eingepreßte niederfrequente Störströme können ebenfalls zu Gleichtaktstörungen führen. Mittels einer niederohmigen Masseverteilung lassen sich diese Störströme aber ohne Einfluss auf das Nutzsignal abgeleiten. Bei hochfrequenten Störströmen ist die Ableitung kritischer, da zusätzlich die Induktivität des Massepfads niedrig gehalten werden muss.

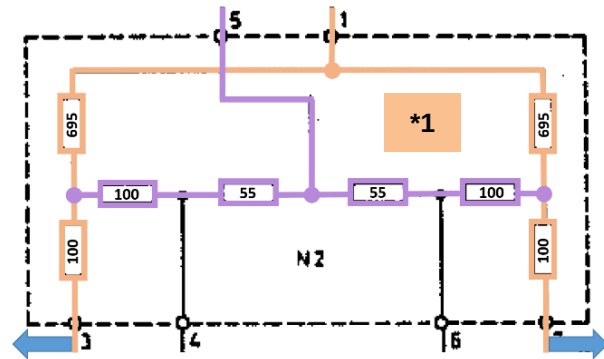


Auf dem Keramikträger befinden sich acht symmetrisch angeordnete Widerstände. In der $1/5$ -Einstellung ist nur die Versorgung am Pin 1 des Widerstandarrays aktiv und die Zweige des Differenzverstärkers befinden sich an den inneren Anschlüssen 4 und 5. Die Kollektorwiderstände sind hier grün dargestellt. Die roten Widerstände überbrücken die Zweige und reduzieren so den Verstärkungsfaktor. Die Auskopplung des differentiellen Ausgangs erfolgt an den äußeren Pins 3 und 7 (blau) und damit über die 100Ω -Widerstände, die als zusätzliche Basiswiderstände der



nachfolgenden Verstärkerstufe wirken. Für die Arbeitspunkteinstellung ergibt sich jeweils ein Widerstand von 795Ω . Für das differentielle Nutzsignal sind jeweils 51Ω wirksam, da die 55Ω -Widerstände im Kleinsignalersatzschaltbild den Kollektorwiderständen parallel geschaltet sind.

In der 1/1-Einstellung schaltet der Hauptrechner die Versorgung am Pin 5 zu und die Zweige des Differenzverstärkers werden an die äußeren Pins 3 und 7 angebunden. Für Gleichtaktsignale ist der Gesamtwiderstand des Keramikträgers inklusive des $2,2k\Omega$ -Widerstands in der zweiten Zuleitung relevant. Es ergibt sich für jeden Zweig ein Wert von 703Ω . Die Auskopplung des differentiellen Ausgangssignals erfolgt weiterhin an den äußeren Pins 3 und 7 (blau), wodurch die 100Ω -Widerstände nicht mehr als Basiswiderstände agieren. Für das differentielle Nutzsignal bildet das Widerstandsnetzwerk zwei 227Ω -Kollektorwiderstände ab.



Das Widerstandarray hat primär die Aufgabe zwischen einer Abschwächung um den Faktor $1/5$ und einer einfachen Pufferung umzuschalten. Das lässt sich umsetzen, indem man die wirksamen Widerstände in den Kollektoren variiert. Ein Abgriff innerhalb der Kollektorwiderstände wäre alternativ ebenso möglich. Dabei ergeben sich aber zwei Schwierigkeiten. Zum einen ist das Umschalten der Kollektorwiderstände und des Ausgangs an dieser Stelle schaltungstechnisch herausfordernd. Desweiteren ändern beide Herangehensweisen den Gleichtaktoffset des Ausgangssignals. Der in der nächsten Verstärkerstufe folgende Differenzverstärker besitzt keine Stromsenke, wodurch sich dessen Arbeitspunkt recht leicht verschieben lässt. Ein höherer Gleichtaktoffset führt daher zu einem erhöhten Stromfluss durch die Differenzverstärkerzweige, was sich mehrfach negativ auswirkt. Das Verhalten der Eingangstransistoren ändert sich mit dem Stromfluss. Schaltungstechnische Defizite können die Schwankungen des Gleichtaktoffsets in Offsetschwankungen des Nutzsignals wandeln und die spezielle Verschaltung in den Kollektorpfeilen der folgenden Verstärkerstufe bringt Potential für weitere nichtlineare Auswirkungen. Aus diesem Grund wurde für die Umsetzung der $1/5$ -Abschwächung eine auf den ersten Blick recht komplexe Schaltung gewählt. Die zweite Versorgung des Widerstandarrays sorgt für eine Variation der wirksamen Kollektorwiderstände, wobei sich sowohl das Großsignal-, als auch das Kleinsignalverhalten ändert. Für den Gleichtaktpegel ergibt sich zwischen der $1/5$ -Einstellung und der Pufferung ein Verhältnis von $1/1,13$. Bei differentiellen Signalen beträgt das Verhältnis $1/4,45$. Beide Werte entsprechen noch nicht den gewünschten Verhältnissen. Die Umschaltung des Widerstandarrays führt aber zusätzlich dazu, dass sich die Signalauskopplung in der $1/5$ -Einstellung innerhalb der beiden Kollektorwiderstände befindet. So entsteht ein Spannungsteiler, der einen zusätzlichen Abschwächungsfaktor von $1/1,14$ in das System bringt und auf Gleichtaktsignale ebenso wirkt wie auf differentielle Signale. Insgesamt bleibt so die Gleichtaktverstärkung während der Umschaltung zwischen $1/5$ und $1/1$ gleich, während differentielle Signale mit dem gewünschten Faktor $1/5$ variieren.

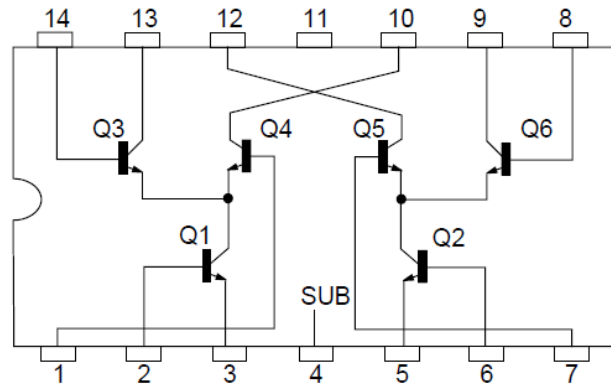
In der Zuleitung zur nächsten Verstärkerstufe befindet sich im Fall der Dämpfung um den Faktor $1/5$ ein zusätzlicher 100Ω -Widerstand, der allerdings in Anbetracht eines Eingangswiderstands im dreistelligen Kiloohmbereich keinen relevanten Einfluss auf das Nutzsignal hat. Der zusätzliche 100Ω -Basiswiderstand ergibt sich wahrscheinlich schlicht als Nebeneffekt aus der Umsetzung der diversen Anforderungen an das Widerstandarray. Die zeitweise Nutzung der äußeren 100Ω -Widerstände als Basiswiderstände ist vermutlich der Grund dafür, dass an diesen Widerständen jeweils ein Testpunkt zum Abgleich eingefügt wurde. Sie müssen nicht nur im Gesamtverbund symmetrisch sein, sondern tatsächlich möglichst gleiche Werte aufweisen. Zwar wirken sich die Widerstände nicht relevant auf den Verstärkungsfaktor der folgenden Verstärkerstufe aus, an unterschiedlichen Werten erzeugen die Biasströme allerdings Offsetspannungen, die zu Offsetsprüngen beim Umschalten der Dämpfung führen. Eine gegenläufige Abweichung der beiden 100Ω -Widerstände um jeweils 1% würde bereits das Fehlerbudget des ganzen Geräts aufbrauchen.

Das relativ aufwändige und teure Widerstandarray war aus mehreren Gründen notwendig. Der Baubedarf des stehenden Keramikträgers ist selbst im Vergleich zu SMD-Widerständen sehr gering. Außerdem kann man jeden beliebigen Widerstandswert wählen und ist nicht an die gängigen E-Reihen gebunden. Die Gesamtverlustleistung von ungefähr $200mW$ dürfte kaum ein Grund für die Wahl des Keramikträgers gewesen sein. Allerdings führt die räumliche Nähe der einzelnen Widerstände und die thermische Entkopplung vom Rest der Schaltung zu einem gleichmäßigen und damit unproblematischen Temperaturdrift, was sich wiederum positiv auf die Stabilität des Verstärkers auswirkt. Dazu kommt, dass die notwendige Genauigkeit der Widerstandswerte höher ist als bei einem Differenzverstärker üblich, da das Widerstandarray zusätzlich das Hilfspotential beeinflusst. Unsymmetrien in den

Widerständen erzeugen signalabhängig Schwankungen des Hilfspotentials, was zu zusätzlichen Signalstörungen führt.

Die Integration des 1/5-Dämpfungsglieds in den Differenzverstärker erzeugt zwar einen hohen Aufwand, ist aber trotzdem sinnvoll. Ein zweiter Widerstandsteiler würde ohne zusätzliche Maßnahmen die umgebenden Schaltungsteile zu stark beeinflussen. Es wäre entweder ein weiterer aufwändiger Pufferverstärker zwischen den Abschwächerstufen notwendig oder man müsste mit Relais beidseitig abschaltbare Spannungsteiler aufbauen, wie sie auch im ersten Abschwächer zu finden sind.

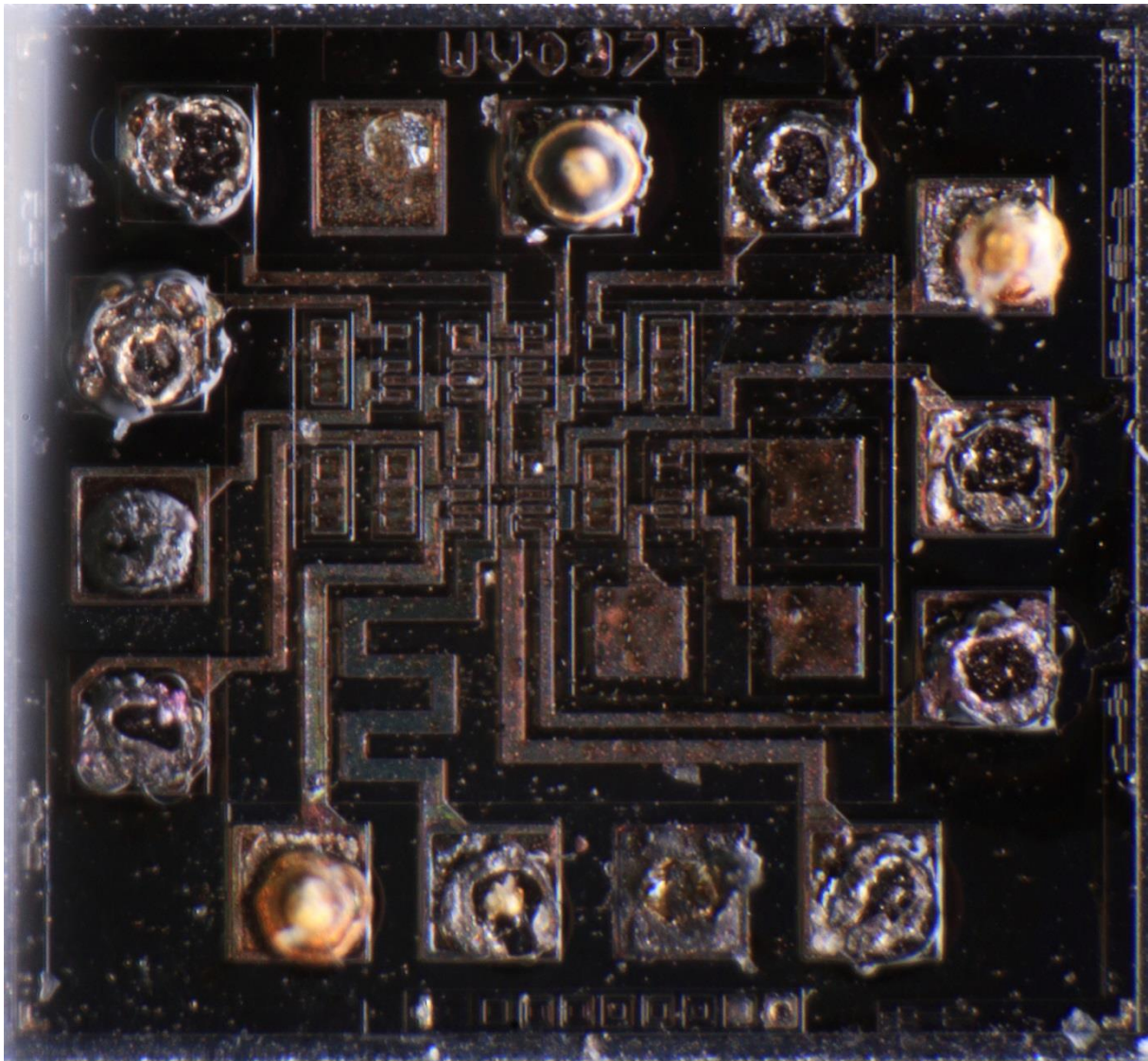
2.4.4 Analyse Transistorarray SL2364



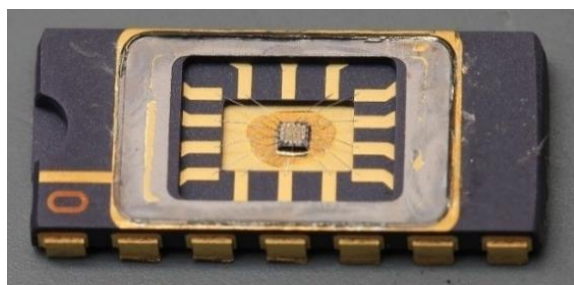
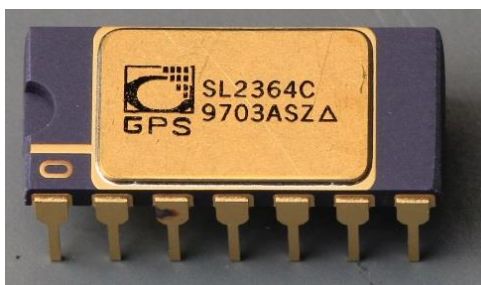
Das Transistorarray SL2364 von Plessey Semiconductors ist in jeder Eingangsstufe zweimal vorhanden. Die Endung „C“ in der Typbezeichnung lässt sich keiner Eigenschaft zuordnen. Das Datenblatt und die Plessey-Produktkataloge führen das Transistorarray teilweise mit und teilweise ohne der Endung „C“, gehen aber nicht darauf ein. Das Datenblatt wirbt mit der sehr hohen Grenzfrequenz von 5GHz und damit, dass die enthaltenen Transistoren sowohl auf gleiche elektrische Eigenschaften optimiert als auch thermisch sehr gut gekoppelt sind. Die interne Verschaltung der sechs Transistoren ist darauf ausgelegt zwei Differenzverstärker darzustellen. Im Chip sind dann für jeden Verstärker die Stromsenke und die beiden Eingangstransistoren enthalten. In der Hochfrequenztechnik wird eine solche Transistoranordnung aber auch zum Aufbau von Mischern, sogenannten Analogmultiplizierern, genutzt. Dabei dienen die unteren Transistoren Q1 und Q2 als Eingangstransistoren für das eine Signal, während das zweite Signal in die oberen Transistoren eingespeist wird. In der hier vorliegenden Eingangsstufe nutzt der erste Differenzverstärker ebenfalls die Transistoren Q1 und Q2 als Eingangstransistoren. Die darüber liegenden Transistoren realisieren die Umschaltung der Kollektorzweige.

Das SL2364-Transistorarray eines Teilespenders ermöglicht eine genauere Analyse. Es wurde ein halbes Jahr später produziert und trägt das Plessey-Logo, nicht mehr nur das PSSR-Kürzel.

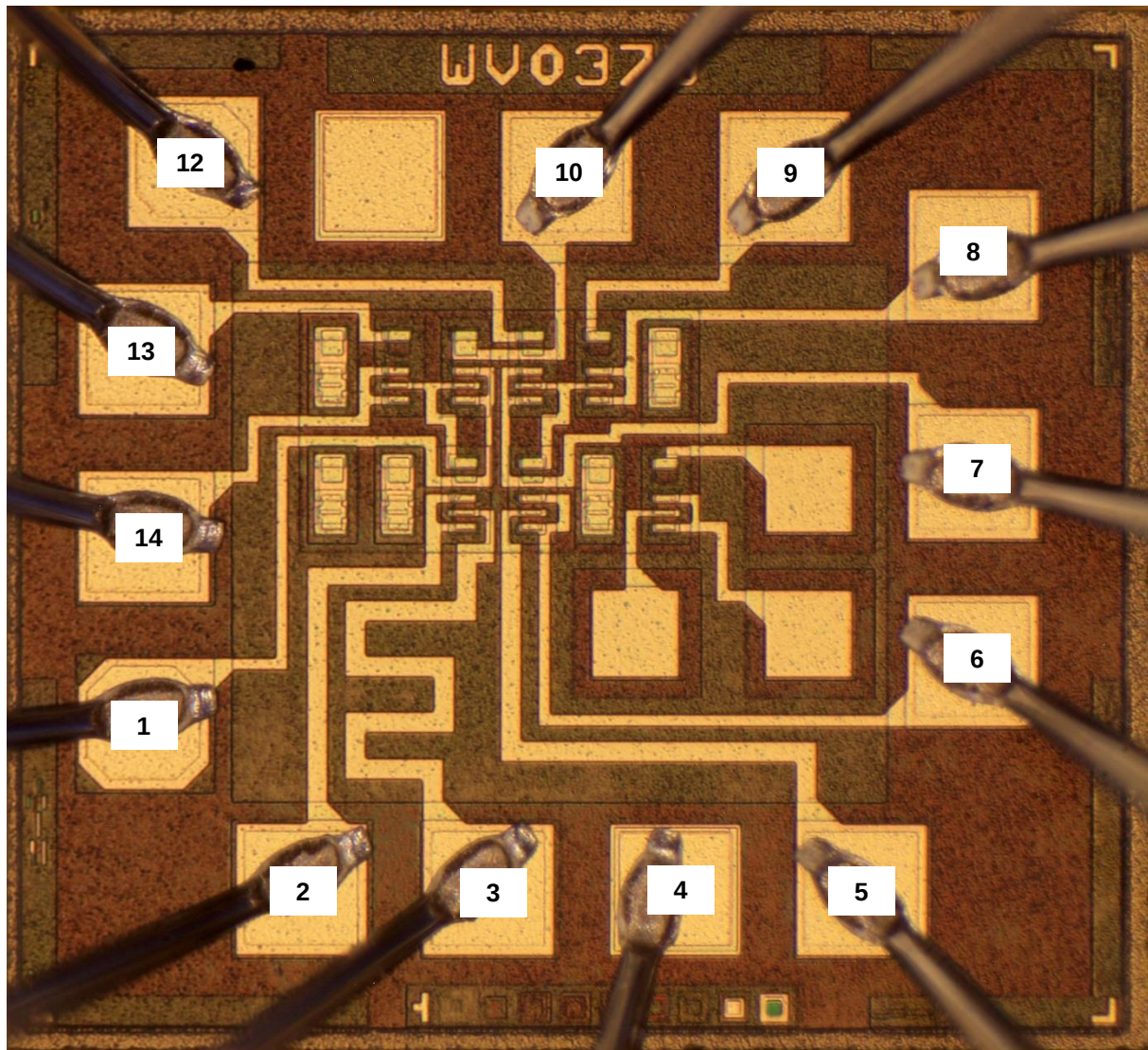




Das Die des SL2364 leidet relativ stark unter dem thermischen Freilegen aus dem Gehäuse, was eine Analyse erschwert. Neben dem hier verwendeten Epoxidpackage wurde das Transistorarray auch in einer CDIP-Variante produziert. Deren Keramikgehäuse lässt sich bedeutend einfacher öffnen, wodurch das Die besser erhalten bleibt.



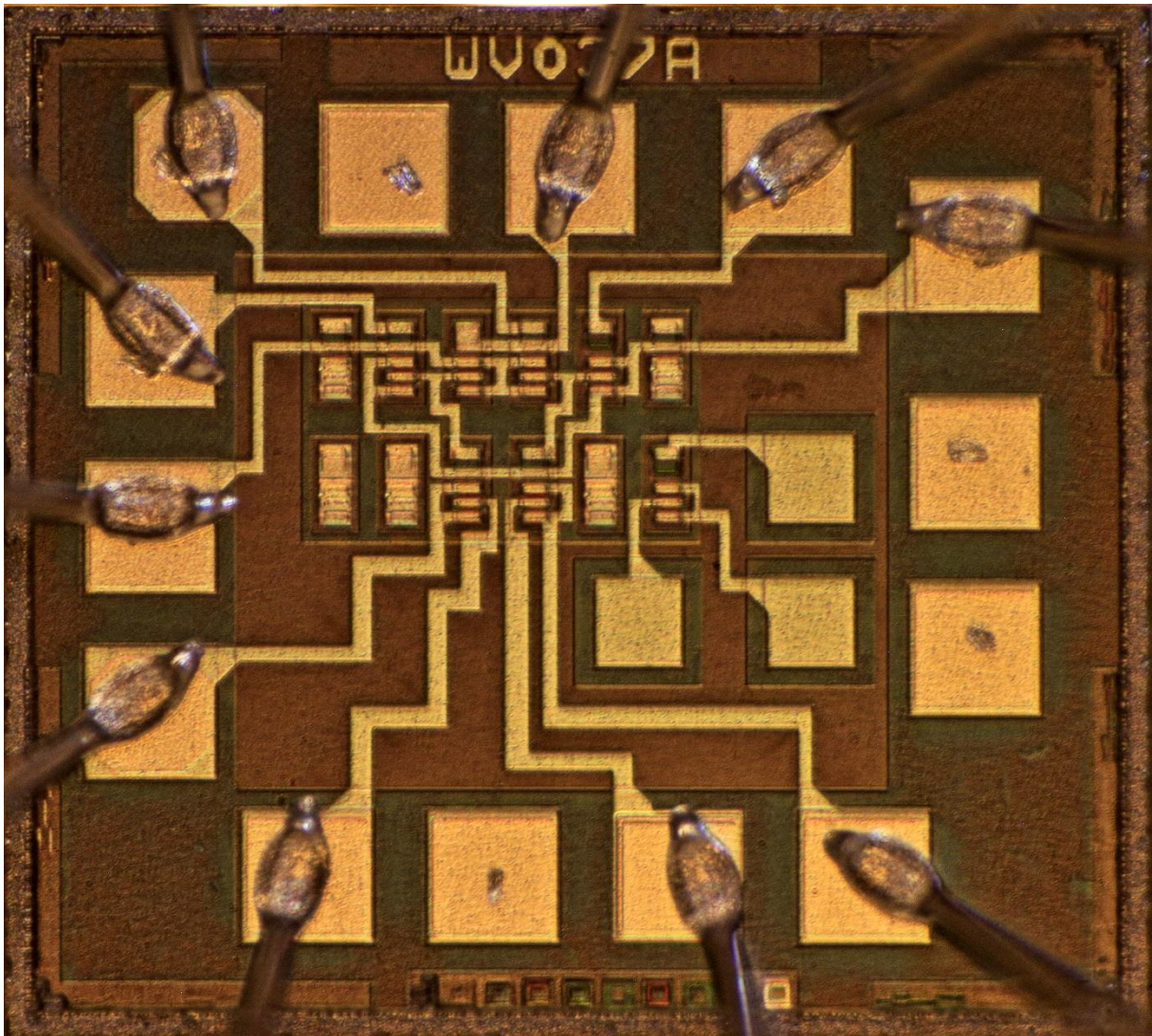
Die hier vorliegende CDIP-Variante des SL2364 stammt aus einer zehn Jahre neueren Produktion. Durch Firmenübernahmen hat sich das Herstellerkürzel von PSSR zu GPS geändert, was für GEC Plessey steht.



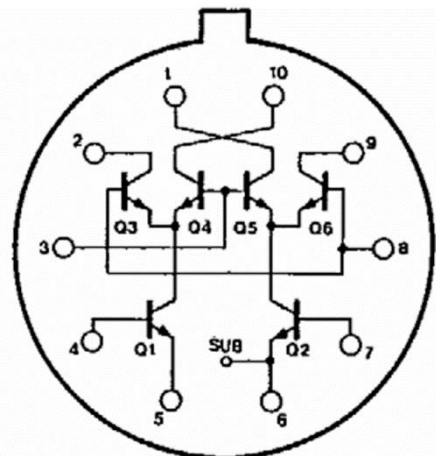
Es zeigt sich, dass dieses Transistorarray das gleiche Layout besitzt wie der zehn Jahre ältere Baustein aus dem Teilesponder. Die Strukturen der Metallage erscheinen etwas filigraner, was aber höchstwahrscheinlich durch die unterschiedliche optische Darstellung bedingt ist. Nur das Bondverfahren unterscheidet sich bei den beiden ICs. Während der SL2364 aus dem Gould 4074 mit Golddraht im dafür typischen Ball-Wedge-Verfahren gebondet wurde, befinden sich im neueren Keramikgehäuse Aluminiumdrähte, die mit dem dafür üblicheren Wedge-Wedge-Verfahren aufgebracht wurden. Beide Varianten haben verschiedene Vor- und Nachteile, die in diesem Zusammenhang nicht weiter relevant sind.

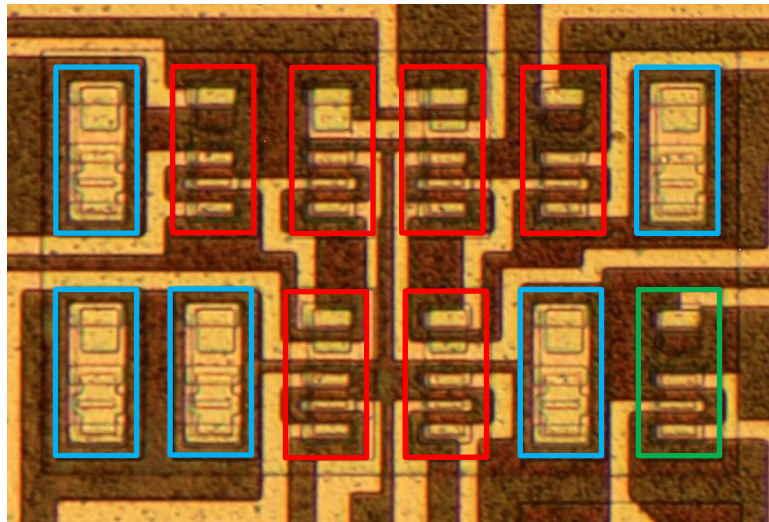
Die minimalen Strukturbreiten scheinen sich im Bereich von $5\mu\text{m}$ oder knapp darunter zu bewegen. Die Metallage lässt sich sehr gut analysieren, die anderen Schichten sind etwas schwieriger zu unterscheiden. Hilfreich ist in diesem Zusammenhang, dass die Oberfläche eines Halbleiters durch die Strukturen der verschiedenen Lagen uneben wird. So ist es möglich untere Schichten und Durchkontaktierungen über dunkel erscheinende Höhenänderungen der Metallage zu erahnen.

An der oberen Kante des Dies befindet sich die Zeichenfolge „WV037B“, die sich ohne Weiteres noch nicht zuordnen lässt. Ein Bondpad in der linken unteren Ecke besitzt eine achteckige Form und weist wahrscheinlich so den Pin 1 aus. Die am Pad 12 durch die Metallisierung scheinende, achteckige Struktur lässt vermuten, dass das Die auch in einer anderen Konfiguration eingesetzt werden konnte.



Im „Radar & Radio Communications IC Handbook“ von 1980 führt Plessey neben dem SL2364 das SL2363 im selben Datenblatt. Das SL2363 ist ein sehr ähnliches Transistorarray, das im TO-5-Gehäuse nur etwas weniger Anschlüsse bietet. Ein Blick auf das Die des SL2363 zeigt, dass dort tatsächlich nur die Metallage angepasst wurde. Die Bezeichnung an der oberen Kante lautet WV037A. Das letzte Zeichen scheint demnach die Variante der Metallage zu kennzeichnen. Die restlichen Buchstaben könnten für das Basisprojekt stehen. Der Pin 12 des SL2364 stellt im SL2363 den Pin 1 dar und ist, wie bereits vermutet, mit einem achteckigen Bondpad markiert. Das Bondpad daneben wird in keinem der zwei ICs verwendet. Es ist nicht unwahrscheinlich, dass das Die in einer weiteren Variante verkauft wurde.

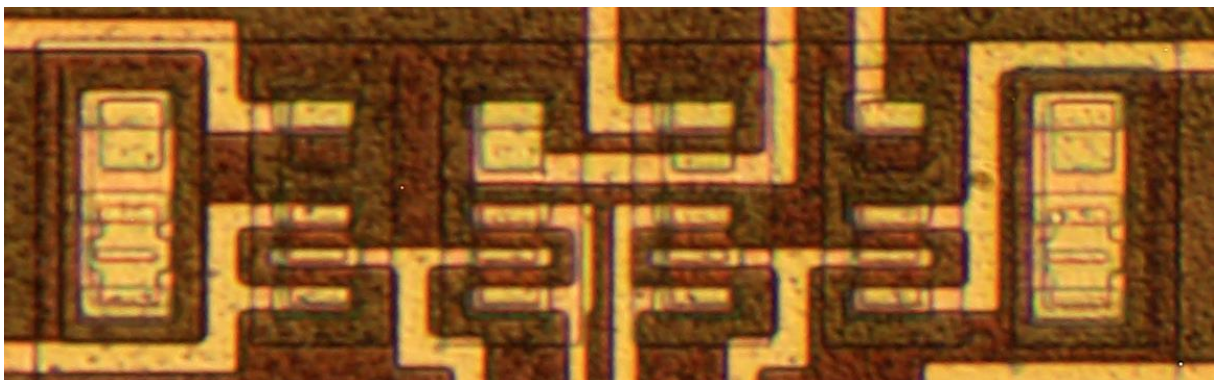




Auf dem Die befinden sich zwei Reihen mit jeweils sechs Transistoren. Genutzt werden allerdings nur vier Transistoren in der oberen Reihe und zwei Transistoren in der unteren Reihe (rot). Die nicht verwendeten Transistoren sind über einen Streifen der Metalllage kurzgeschlossen (blau). Der Transistor unten rechts (grün) besitzt Testpads, worüber sich nach der Produktion dessen Parameter und damit die Produktionsqualität überprüfen lassen.

Die konzentrierte, symmetrische Platzierung der Transistoren und die ausschließliche Nutzung der inneren Elemente sorgen dafür, dass sich die aktiven Transistoren so gleich wie möglich verhalten. Es sind vor allem zwei Zusammenhänge, die verhindern, dass theoretisch gleich aufgebaute Transistoren die gleichen Eigenschaften aufweisen. Zum einen treten über den Wafer verteilt Schwankungen der Materialeigenschaften auf. Die Auswirkungen dieser Unvollkommenheit reduziert man hier, indem man die aktiven Elemente auf einer kleinen Fläche konzentriert. Eine weitere Abweichung vom idealen Aufbau eines Transistors ergibt sich durch unterschiedliche Umgebungsbeschaffenheiten. Befindet sich zum Beispiel bei einem Ätzprozess viel abzutragendes Material in der direkten Umgebung eines Transistors, so wird der Ätzvorgang dort weniger weit fortschreiten als bei einem Transistor in einem Bereich, in dem ansonsten kein Material abgetragen werden muss. Um diese Schwächen der Herstellung zu egalisieren, befinden sich in der Umgebung der aktiven Transistoren inaktive Transistoren, die nur dafür sorgen, dass sich die Herstellungsprozesse auf die äußeren aktiven Elemente genauso auswirken wie auf die inneren und die Eigenschaften damit möglichst gleich ausfallen.

Die Platzierung der Transistoren und die Verschaltung entsprechen dem Schaltbild im Datenblatt. Die linken drei Transistoren stellen den ersten Differenzverstärker dar, die rechten drei den zweiten. Die örtliche Nähe verstärkt zwar die Überkopplung zwischen den Differenzverstärkern, für einen Mischer oder eine Verschaltung wie in der Eingangsstufe ist das allerdings kein größerer Nachteil. Gleichzeitig sorgt die Konzentration der Elemente für eine sehr gute thermische Kopplung.

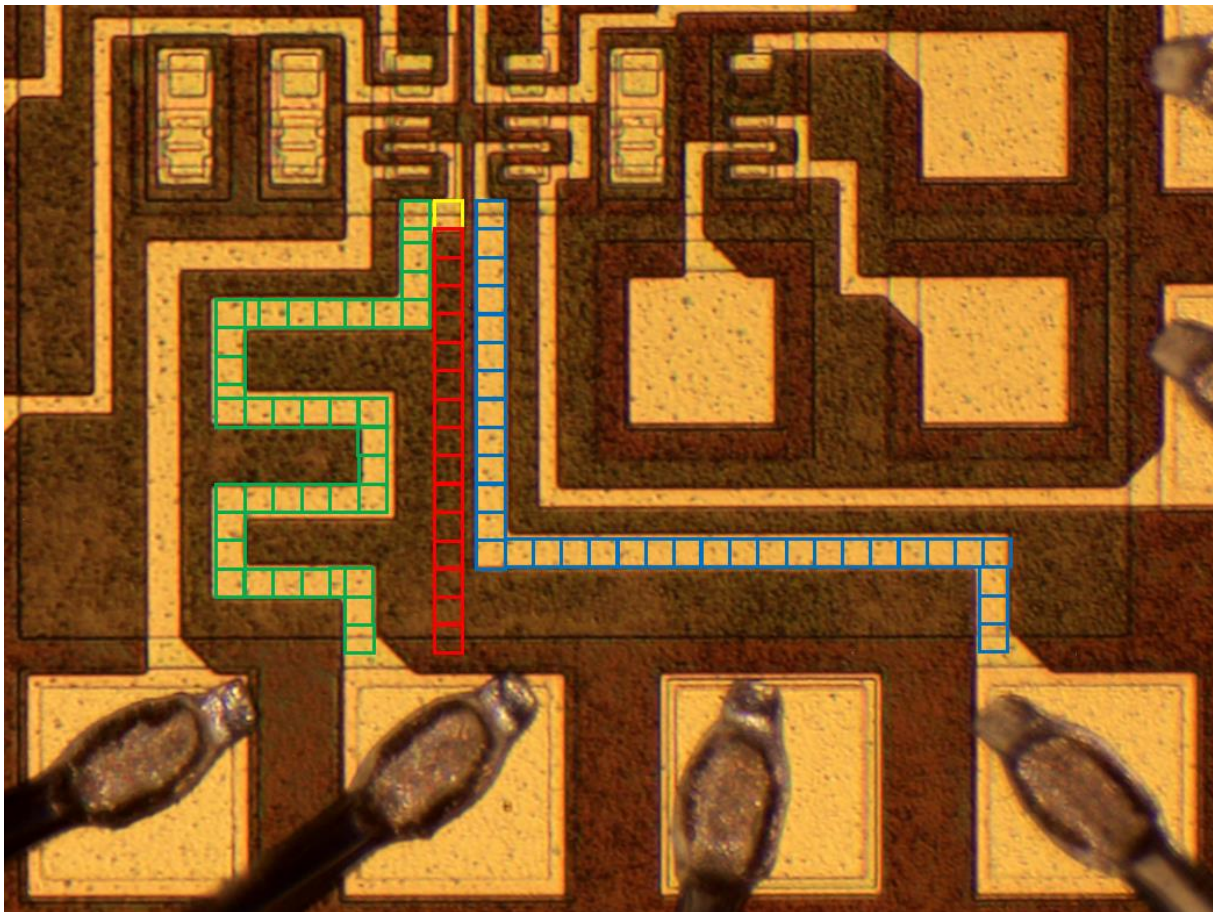


Die einzelnen Transistoren sind über ein dunkelbraunes, nur schwer zu erkennendes Material voneinander getrennt. Es ist invers zum grauen Material dotiert, um eine Sperrschicht zu bilden und so die Transistoren untereinander und gegenüber der Umgebung abzuschirmen. Die Kontaktpads sind ebenso über eine Sperrschicht isoliert. Am achteckigen Pad 1 ist zu sehen, dass sich unter den Pads das graue Material befindet, das dann wiederum vom dunkelbraunen Material umgeben ist. Unter den Pads befindet sich üblicherweise isolierendes Siliziumoxid. Eine zusätzliche Isolation wäre daher nicht

notwendig. Die Sperrschicht sorgt aber dafür, dass die parasitären Kapazitäten geringer ausfallen. Die Bondpads stellen eine relativ große Fläche dar. Ohne die zusätzliche Sperrschicht wären die Kapazitäten der Pads über das Substrat miteinander verbunden. Die Kapazitätswerte sind sehr niedrig, aber bei den hohen Frequenzen absolut relevant. Das Datenblatt gibt beispielsweise die Kapazität zwischen Kollektor und Substrat bei 0V mit typischerweise 1pF an. Bei 100MHz entspricht diese Kapazität nur noch einem Widerstand von 1,6k Ω .

Um die Isolationswirkung der pn-Übergänge zu verstärken, ist über den Pin 4 eine elektrische Verbindung zum Substrat herausgeführt. Legt man dort eine im Vergleich zur restlichen Schaltung negative Spannung an, so vergrößern sich die Sperrzonen an den pn-Übergängen um die Bondpads und die Transistoren. Das hat zwei Vorteile. Zum einen reduzieren sich die Leckströme durch das Substrat, zum anderen verringert sich die Kapazität der Sperrzone, was wiederum bei hohen Frequenzen äußerst vorteilhaft ist.

In den beiden Schaltungsteilen, in denen ein SL2364 arbeitet, ist deren Substrat an das -12V-Potential angebunden. Das Datenblatt gibt eine typische Kollektor-Substrat-Durchbruchspannung von 40V an. Die minimale Durchbruchspannung beträgt allerdings nur 16V. Im ersten Differenzverstärker wird dieser Wert bereits bei den oberen Transistoren um mindestens 1V überschritten. In der folgenden Verstärkerstufe liegen alle Kollektorpotentiale oberhalb der minimalen Durchbruchspannung. Hier stellen sich bis zu 20V ein. Die typischen 40V werden zwar bei Weitem nicht erreicht, um eine grenzwertige Auslegung handelt es sich aber auf jeden Fall.



Ein interessantes Detail ist die verlängerte Zuleitung von Pad 3 zum Emitter des Transistors Q1. Auf den ersten Blick scheint es sich um eine Maßnahme zum Abgleich der Signallaufzeiten zu den Transistoren Q1 und Q2 zu handeln. Die Längen der Leiterbahnen auf dem Die sind allerdings so gering, dass Unterschiede selbst bei Frequenzen bis in den Gigaherzbereich kaum relevant sind. Außerdem fällt auf, dass die Leitung zum Pad 3 die einzige ist, die eine Längenanpassung beinhaltet. Tatsächlich ist der Grund für die Schleife eine Anpassung des Widerstands.

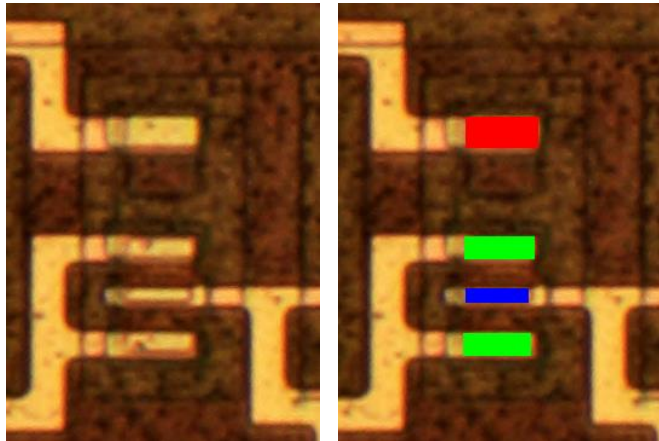
Im Gegensatz zu den anderen Pads stellen nur die Kontakte 3 und 5 Emitteranschlüsse dar. Minimal abweichende Widerstände der Zuleitungen zu den Kollektoren fallen in Anbetracht üblicherweise relativ hoher, externer Kollektorwiderstände nicht ins Gewicht. Die Basis-Emitter-Strecke verhält sich dagegen kritischer, da die externen Widerstände dort üblicherweise geringer sind. Der Gesamtwiderstand von

der Signalquelle bis zum Bezugspotential definiert in Kombination mit dem Kollektorwiderstand den Verstärkungsfaktor eines Differenzverstärkers. Die Summe der im Basis-Emitter-Zweig befindlichen Widerstandswerte liegt für sich immernoch in einem Bereich, in dem der Widerstand der Metalllage nicht relevant wäre: Basiswiderstand, dynamischer Basis-Emitter-Widerstand und Emitterwiderstand addieren sich schnell zu mehr als 100Ω . Die Verhältnisse ändern sich aber sobald man einberechnet, dass aus Sicht des Eingangssignals die Widerstände im Emitterpfad mit dem Verstärkungsfaktor des Transistors multipliziert werden. Bei einem typischen Verstärkungsfaktor von 80 verursacht ein Widerstandsunterschied von nur $0,5\Omega$ in den Emitterzweigen bereits eine Abweichung der für das Eingangssignal wirksamen Widerstände um 40Ω . Sind die externen Basis- und Emitterwiderstände niederohmig gewählt, so ist diese Abweichung absolut relevant.

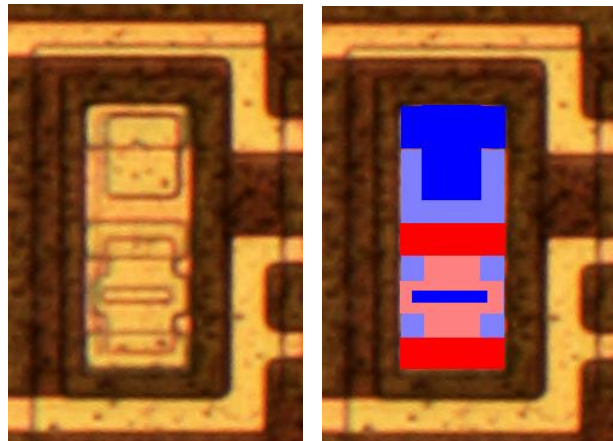
Der geringe Querschnitt der Metalllage stellt selbst bei kurzen Leitungen einen in diesem Zusammenhang nicht unerheblichen Widerstand dar. Die Widerstandswerte lassen sich über die Anzahl der Quadrate abschätzen, die in den Leitungen Platz finden. Quadrate in Ecken zählen dabei als halbes Element. Es stellt sich heraus, dass die Emitteranbindungen (grün und blau) exakt gleiche Widerstände aufweisen. Hätte man beim linken Transistor eine direkte Verbindung gewählt (rot), so ergäbe sich zwischen den Emitterleitungen ein Unterschied von 17 Quadraten. Für eine Metalllage aus Aluminium kann man als typischen Widerstandswert $30m\Omega$ pro Quadrat annehmen. Das bedeutet, dass sich ohne Längenkompensation zwischen den Emitterzweigen ein Widerstandsunterschied von $0,5\Omega$ einstellen würde. Wie bereits beschrieben kann eine solche Abweichung durchaus problematisch sein. Mit diesem Hintergrund wird auch klar warum bei den Differenzverstärkern der Eingangsstufe als Emitterwiderstände 1%-Typen eingesetzt wurden.

Scheinbar abweichend vom symmetrischen Aufbau kreuzen sich die Kollektoranschlüsse der Transistoren Q4 und Q5 (Pad 10 und Pad 12). Es wäre einfacher und symmetrischer gewesen die Kollektoranschlüsse über den kürzesten Weg nach außen zu führen. Dass sie dennoch gekreuzt wurden, liegt im möglichen Einsatz als Analogmultiplizierer für dessen restliche Schaltung die hier gewählte Pinverteilung ideal ist. Vor allem bei hohen Frequenzen sind derartige Optimierungen, die die Leitungsführung außerhalb des ICs vereinfachen, äußerst hilfreich.

Die einzelnen Transistoren besitzen jeweils vier Anschlüsse. Der oberste Anschluss (rot) stellt den Kollektor des Transistors dar. Unter dem Kollektoranschluss ist genügend freie Fläche vorgehalten, so dass eine Leitung den Transistor überqueren kann. Dieser Freiraum vereinfachte die Leitungsführung zwischen den Transistoren und den Kontaktpads. Die Anschlüsse 2 und 4 (grün) sind immer miteinander verbunden und stellen die Basisanschlüsse dar. Die doppelte Anbindung der Basis sorgt für geringe Impedanzen im Basispfad, was wiederum ein schnelles Schaltverhalten ermöglicht. Dazwischen befindet sich der Anschluss 3 (blau), der den Emitter des Transistors kontaktiert.

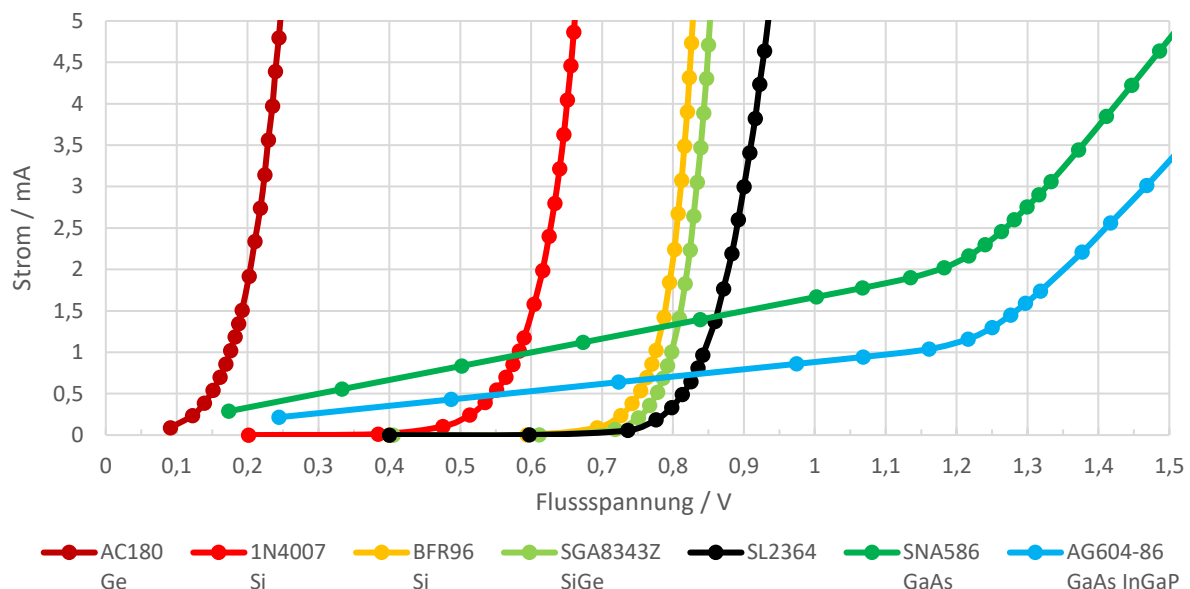


Es scheint sich um einen klassischen Transistoraufbau zu handeln, bei dem zu unterst eine n-dotierte Wanne den Kollektor darstellt. Darin befindet sich eine kleinere p-dotierte Wanne, die die Basis bildet. In die Basis ist letztlich der Emitter eindiffundiert. Die Konturen, die durch die Metallabdeckung der passiven Transistoren zu erkennen sind, lassen sich damit höchstwahrscheinlich folgendermaßen erklären: Der schmale Streifen im unteren Teil stellt den n-dotierten Emitterbereich dar (blau). Umgeben ist dieser von einem kreuzförmigen, p-dotierten Basisbereich (hellrot). An den Enden dieser Struktur befinden sich hochdotierte Streifen (rot), die eine niederohmige Anbindung des Basisbereichs an die Metalllage ermöglichen. Zu unterst fungiert ein schwächer n-dotierter Bereich als Kollektor (hellblau). Am Kollektoranschluss befindet sich wie bei den Basisanschlüssen ein hochdotierter Querstreifen (blau), der sich zusätzlich nach unten erstreckt und so dafür sorgt, dass die verlängerte Zuleitung keinen zu hohen Widerstand darstellt.



Es wäre alternativ denkbar, dass die Konturen zumindest zum Teil von den Durchkontaktierungen zwischen Metallage und aktiver Schicht verursacht werden. Das kann allerdings kaum der Fall sein, da der Basisanschluss dann sowohl die Basis als auch den Kollektor kontaktieren würde. Es existieren Transistoren mit einem solchen Aufbau, die dann als Schottkytransistoren bezeichnet werden. Dort bildet sich zwischen Basis und Kollektor eine Schottkydiode aus, die mit ihrer niedrigen Flussspannung dafür sorgt, dass der Transistor nicht in Sättigung geht und somit auch schneller wieder abschalten kann. Ein solcher Aufbau findet sich aber nur in speziellen Logikschaltungen und kann über eine Flussspannungsmessung ausgeschlossen werden. Die Flussspannung zwischen Basis und Kollektor ist beim SL2364 ungefähr genauso hoch wie zwischen Basis und Emitter.

Auf Grund der hohen Grenzfrequenz könnte es sein, dass der SL2364 nicht auf Silizium, sondern auf Galliumarsenid basiert. Das Datenblatt selbst weist nur auf einen „very high speed bipolar process“ hin. Optisch lässt sich nicht erkennen um welches Material es sich handelt. Chemisch könnte man Silizium und Galliumarsenid sehr einfach unterscheiden. Während Silizium relativ säureresistent ist, reagiert Galliumarsenid mit sehr vielen Säuren. Für derlei Experimente ist allerdings ein kleines Chemielabor ratsam. Die Reaktionsprodukte sind im Fall von Galliumarsenid mit hoher Wahrscheinlichkeit äußerst giftig. Da man bei diesem einfachen IC problemlos von außen auf einen einzelnen pn-Übergang zugreifen kann, ist es alternativ möglich das Material über die spezifische Flussspannung zu identifizieren.



Der Messaufbau besteht in diesem Fall aus einem nur relativ grob regelbaren Netzteil, das über einen 1,2kΩ-Widerstand eine Spannung an den jeweiligen pn-Übergang anlegt. Ein Multimeter misst die genaue Spannung des Netzteils, ein weiteres Multimeter zeigt die Flussspannung des pn-Übergangs an. Über die Differenz und den verwendeten Widerstand kann der Stromfluss berechnet werden. Dieser ist auf wenige Milliampere begrenzt, so dass er noch keine relevanten, negativen Auswirkungen auf den Halbleiter hat.

Die Basis-Emitter-Strecke des SL2364 (schwarz) zeigt eine Flussspannung von etwas mehr als 0,8V. Zu einer einfachen 1N4007-Siliziumdiode (rot) besteht ein Abstand von mehr als 0,2V. Das spricht jedoch nicht gegen einen Siliziumhalbleiter. Die Flussspannung ist nicht nur vom Halbleitermaterial, sondern auch vom Grad der Dotierung abhängig. Eine starke Dotierung führt zu höheren Flussspannungen. Um die hohe Sperrspannung von 1000V zu erreichen, ist die 1N4007-Diode relativ schwach dotiert und bietet eine entsprechend niedrige Flussspannung. Das Transistorarray muss dagegen schnell schalten können, was sich nur mit einer starken Dotierung erreichen lässt und zu hohen Flussspannungen führt. Diese Gesetzmäßigkeit zeigt sich auch beim Silizium-Hochfrequenztransistor BFR96 (orange), dessen Flussspannung in der Nähe des SL2364 liegt.

Ein Einsatz von Germanium als Halbleitermaterial ist sehr unwahrscheinlich und lässt sich beim SL2364 schon auf Grund der maximal zulässigen Junction-Temperatur von 150°C ausschließen, die für Germanium viel zu hoch ist. Aber auch über die niedrigere Flussspannung im Bereich von 0,2V ist ein Germaniumhalbleiter deutlich erkennbar, wie die Messung an einem AC180-Transistor zeigt (dunkelrot). Eine für Hochfrequenzschaltungen sehr gut geeignete Kombination aus Silizium und Germanium weist eine ähnliche Flussspannung wie reines Silizium auf. Die Kennlinie des Silizium-Germanium-Transistors

SGA8343Z (hellgrün) findet sich zwischen den Kennlinien des BFR96 und des SL2364. Der erste funktionale Silizium-Germanium-Transistor wurde allerdings erst 1987 hergestellt, wodurch man ausschließen kann, dass das hier analysierte Transistorarray aus diesem Material gefertigt wurde.

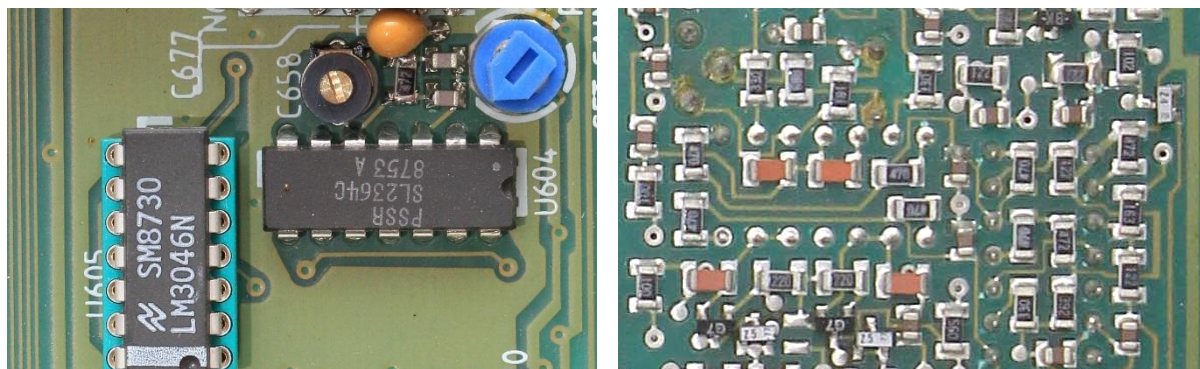
Auf Grund des Alters und der Eigenschaften des SL2364 wäre durchaus denkbar, dass es auf Galliumarsenid basiert. Die Flussspannung von Galliumarsenid ist allerdings sehr viel höher. Für beispielhafte Messungen liegen nur MMICs vor. Dabei handelt es sich um integrierte Verstärker, die bereits Anpassnetzwerke in Form von Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten enthalten und deren innerer Aufbau oftmals nicht näher beschrieben ist. Der SNA586 ist ein solcher auf Galliumarsenid basierender Verstärker. Wichtig für die Messung der Flussspannung ist die Tatsache, dass das Datenblatt am Eingang einen Kondensator als Gleichspannungsschutz vorschreibt. Oftmals ist bei MMICs dieser Kondensator in das Gehäuse integriert, was Messungen mit Gleichspannung unmöglich macht. Beim SNA586 lässt sich zwischen dem Eingang und der Masse des Schaltkreises eine Kennlinie aufzeichnen, die einer Parallelschaltung aus einem pn-Übergang und einem Widerstand entspricht (dunkelgrün). Wahrscheinlich befindet sich am Eingang eine Induktivität gegen Masse, die die Messung beeinflusst. Nichts desto trotz ist zu erkennen, dass sich die Flussspannung oberhalb von 1,2V und damit weit abseits der Flussspannung des SL2364-Transistorarrays befindet.

Indiumphosphid eignet sich grundsätzlich auch für Hochfrequenzschaltungen. Dieses Halbleitermaterial wird allerdings erst bei sehr viel höheren Frequenzen eingesetzt und ist zudem noch relativ neu. Reine Indiumphosphidhalbleiter sind quasi nicht aufzutreiben, es existieren aber Mischungen mit Galliumarsenid, wie der hier vermessene AG604-86 (hellblau). Die Flussspannung scheint noch minimal höher zu sein als bei dem reinen Galliumarsenidhalbleiter SNA586. Das würde soweit die Theorie bestätigen, nach der Indiumphosphid eine noch höhere Flussspannung als Galliumarsenid aufweist.

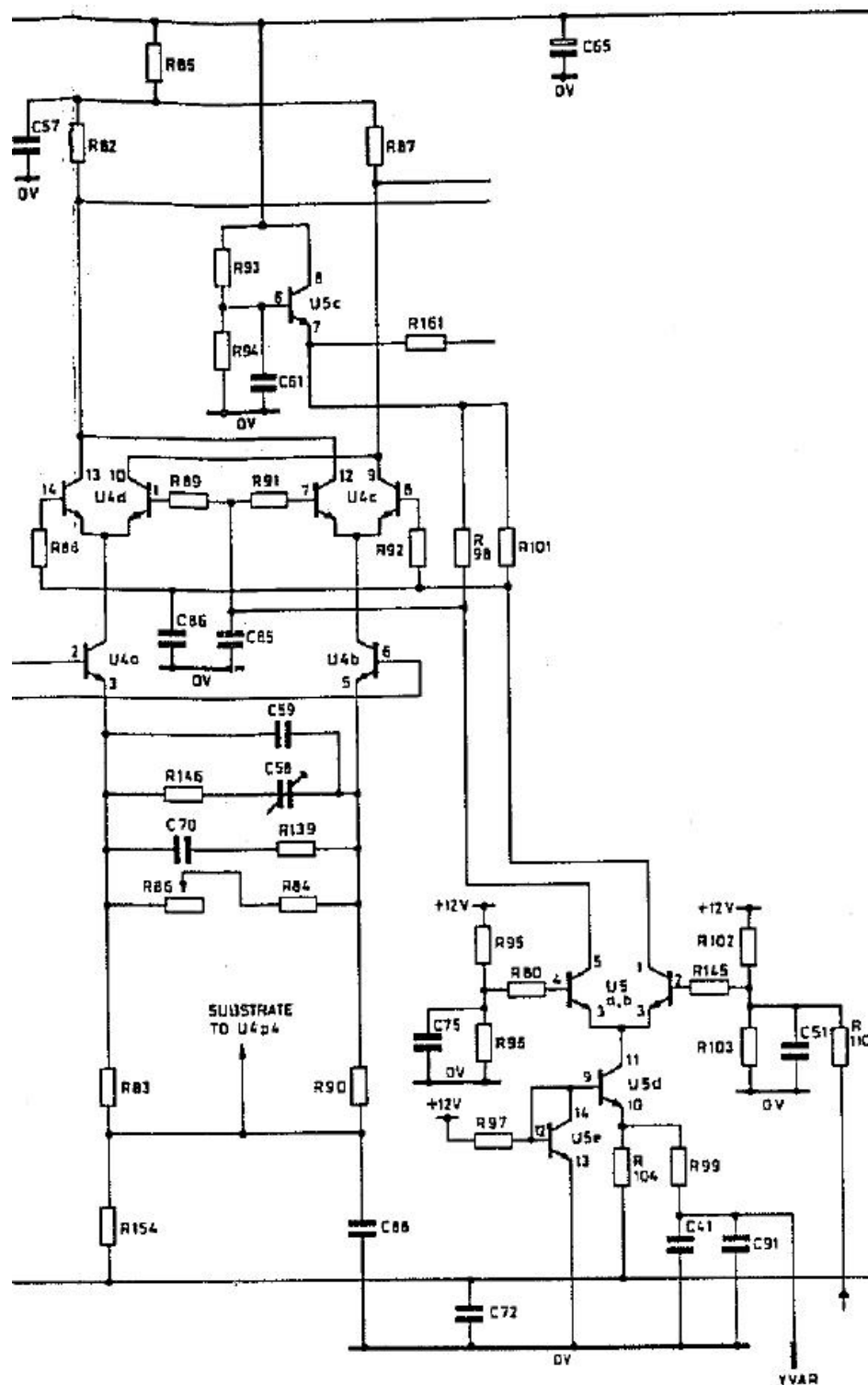
Galliumnitrid ist ebenfalls ein Material, das für Anwendungen im Hochfrequenzbereich geeignet wäre. Zur Zeit der Entwicklung der 4070-Oszilloskope waren Galliumnitridhalbleiter allerdings noch nicht verfügbar. Insgesamt zeigt sich, dass es sich beim SL2364 auf jeden Fall um einen auf Silizium basierenden Schaltkreis handeln muss.

2.4.5 Variable Verstärkung

Das nunmehr differentielle Nutzsignal durchläuft als nächstes eine Verstärkerstufe, die die vom Nutzer auswählbare, variable Verstärkung und Invertierung realisiert. Das Signal wird beim Durchlaufen dieses Schaltungsteils allerdings nicht verstärkt, sondern in der Grundeinstellung um einen Faktor 1/10 gedämpft. Die variable Verstärkung stellt ebenfalls keine Verstärkung, sondern eine zusätzliche Dämpfung um einen Faktor zwischen 1/1 und 1/2,55 dar.



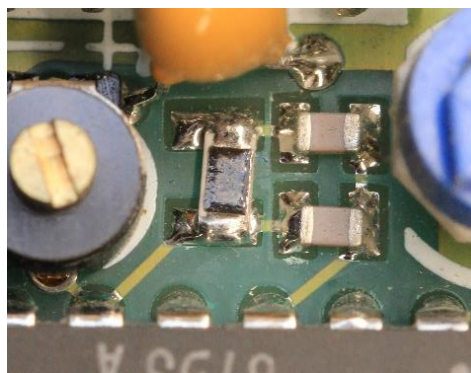
In dieser Verstärkerstufe befindet sich ein weiteres SL2364-Transistorarray. Es muss ebenfalls das Nutzsignal verarbeiten und ist entsprechend direkt in die Platine gelötet. Das einfachere LM3056-Transistorarray daneben übernimmt nur Steuerungsaufgaben und konnte daher in einem Präzisionssockel untergebracht werden, der einen Austausch vereinfacht. Auch hier sind auf der Platinenoberseite drei SMD-Bauteile eng gepackt zwischen zwei Abgleichelementen platziert.



Die Funktion der variablen Verstärkung basiert auf einem weiteren Differenzverstärker, aufgebaut mit den Transistoren des SL2364-Transistorarrays. Das Substrat ist wie beim ersten Transistorarray über ein RC-Glied (10Ω / 10nF) an das -12V-Potential angebunden, um eine möglichst gute Isolation der einzelnen Transistoren zu erzielen. Hier handelt es sich aber nicht um eine exklusive Entkopplung. Das gleiche Potential wird als Bezugspotential für den gesamten Differenzverstärker genutzt. Der Grund dafür könnten schlicht die beengteren Platzverhältnisse gewesen sein.

Im Gegensatz zu den geläufigeren Verschaltungen basiert der hier vorliegende Differenzverstärker nicht auf einem Widerstand oder einer Stromquelle unterhalb der Eingangstransistoren, sondern auf zwei einzelnen Widerständen (R83 und R90, jeweils 2,7kΩ), die relativ niederohmig gekoppelt sind (Gleichstromwiderstand 164Ω bei einem exemplarischen Kanal). Die Kopplung definiert die Eigenschaften des Verstärkers. Ein Kurzschluss fasst die beiden Widerstände zu einem einzelnen zusammen und führt zu

einem klassischen Differenzverstärkeraufbau ohne lokaler Rückkopplung. Eine vollständige Isolation der beiden Zweige bildet letztlich zwei unabhängige Verstärker in Emitterschaltung aus. Die spezielle Verschaltung des Differenzverstärkers wird als „pi-type“ oder mit „cross degeneration“ bezeichnet. Die Impedanz zwischen den beiden Zweigen stellt die lokale Rückkopplung, also die Emitterdegenerationswiderstände dar. Im Vergleich zum allgemein bekannteren Aufbau besitzt der Verstärker Vor- und Nachteile. Ein Nachteil sind die toleranzbedingten Unsymmetrien in den beiden unteren Widerständen, worüber ein weniger problematisches Gleichtaktstörsignal in ein differentielles und damit direkt wirksames Störsignal umgewandelt wird. Aus diesem Grund befinden sich an dieser Stelle die roten Widerstände mit der geringeren Toleranz. Ein Vorteil des Pi-type-Differenzverstärkers ist die Tatsache, dass der Strom zur Arbeitspunkteinstellung der Transistoren nicht über die Emitterdegenerationswiderstände fließt, wo er einen Spannungsabfall erzeugt und damit den Gleichtaktoffset des Ausgangssignals erhöht. Zwar steht in den Eingangsstufen ein großer Versorgungsspannungsbereich von +/-12V zur Verfügung, nutzbar ist in der vorliegenden Schaltung allerdings nur noch ein kleiner Teil. Am Emitter der Eingangstransistoren beträgt die Spannung bereits fast 5V. Abzüglich der unvermeidlichen Spannungsabfälle in den Kollektorzweigen wird das nutzbare Spannungsband immer kleiner und der Gleichtaktpegel steigt schnell an. Der eingesparte Spannungsabfall von ungefähr 0,5V ist folglich durchaus wertvoll. Im vorherigen Differenzverstärker musste dagegen noch der klassische Aufbau gewählt werden, weil dort eine hohe Gleichtaktdämpfung notwendig war. Um das zu erreichen, hätten bei einem pi-type-Differenzverstärker zwei Stromsenken eingesetzt werden müssen, die entsprechend mehr der knappen Platinenfläche eingenommen hätten. Der Querspfad zwischen den Differenzverstärkerzweigen ist äußerst empfindlich. Eine zusätzliche Kapazität von gerade einmal 1pF reduziert bei 100MHz den Gleichstromwiderstand bereits um 10% mit proportionalen Auswirkungen auf den Frequenzgang der Verstärkerstufe. Dieser Tatsache Rechnung tragend haben die Entwickler versucht die Ausdehnung der Schaltung möglichst gering zu halten, weswegen die SMD-Bauteile R139, C59 und C70 auf der Platinenoberseite direkt oberhalb des Transistorarrays platziert wurden.



Bei den Bauteilwerten zeigt sich wie empfindlich die Schaltung reagiert. Das Kernlayout und die Bestückung der Eingangsstufen sind über die vier Kanäle absolut gleich. Dennoch gibt das Servicemanual für den Kondensator C59 in den verschiedenen Kanälen (C59, C259, C459, C859) unterschiedliche Werte an. Es handelt sich dabei um den Kondensator, der die Emitterzweige direkt überbrückt und so das Hochfrequenzverhalten beeinflusst. Das Ziel ist ein möglichst linearer Frequenzgang. Eine zu kleine Kapazität lässt den Frequenzgang zu schnell abfallen, eine zu große Kapazität bewirkt das Gegenteil und kann außerdem zu Schwingungen führen.

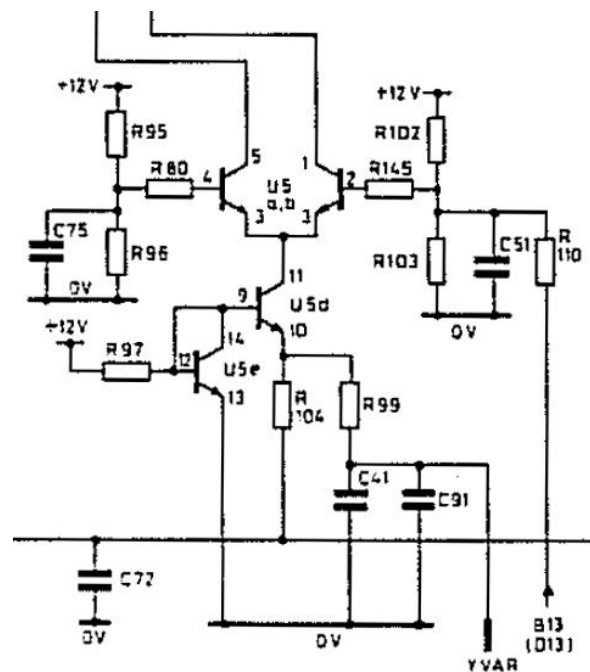
	Kanal 1 C59	Kanal 2 C259	Kanal 3 C459	Kanal 4 C859
4074	10pF	3,3pF	3,3pF	10pF
4072		2,2pF → A.O.T.		8,2pF → A.O.T.

Für die äußeren Kanäle gibt das Servicemanual eine Kapazität von 10pF an, während bei den inneren Kanälen 3,3pF ausreichend sind. Das zweikanalige 4072 benötigt demnach etwas kleinere Kapazitäten. In den Schaltungen selbst findet sich keine Erklärung für die unterschiedlichen Bestückung. Die Triggerabgriffe befinden sich an den Kanälen 1 und 3 und fallen folglich als Begründung aus. Schaltung und Layout der Kanäle sind in den relevanten Bereichen absolut gleich. Die einzige mögliche Erklärung scheint die nähere Umgebung zu sein. Die Kanäle 1 und 4 befinden sich neben großen Gehäuseteilen, die massiv mit dem örtlichen Massepotential verbunden sind. Die Gehäuseteile bringen nicht unerhebliche parasitäre Kapazitäten mit sich. Es ist durchaus denkbar, dass sich diese bei sehr hohen Frequenzen dämpfend auf das Nutzsignal auswirken. Das würde erklären, warum die äußeren Kanäle in diesem Frequenzbereich eine höhere Verstärkung und somit größere Kapazitätswerte benötigen. Im 4072 sind die Kanäle 1 und 3 inklusive ihrer Schirmbleche nicht bestückt, wodurch in der Umgebung der bestückten Kanäle 2 und 4 weniger Masseflächen vorhanden sind und so beide Kanäle mit kleineren Kapazitäten auskommen. Über den Kanälen 2 und 3 befindet sich zwar zusätzlich die, an das Massepotential angeschlossene, Bildröhrenabschirmung, diese wirkt sich aber anscheinend weniger stark auf die Schaltung aus als das Gehäuse. Die höhere Impedanz der Masseanbindung könnte ein Grund dafür sein. Dazu kommt, dass das Schirmblech einen Kegel darstellt, wodurch sich die parasitären Kapazitäten im hinteren Teil der Eingangsstufen reduzieren.

Es existiert eine Änderungsmitteilung vom Juli 1989, die die Kapazitätswerte der Kondensatoren C259 und C859 für das 4072 auf „A.O.T.“ korrigiert. „A.O.T.“ steht für „Adjust On Test“. Wahrscheinlich war es auf Grund der sehr kleinen Kapazitäten und den unvermeidlichen Fertigungstoleranzen schwierig den richtigen Wert vorzugeben. Wie die Schaltung zu testen ist wird nicht beschrieben. Am sinnvollsten scheint es im Rahmen der Kalibrationsprozedur beim gemeinsamen Abgleich der Kondensatoren C58 und C60 auch den Kondensator C59 zu optimieren, soweit die Darstellungsqualität dies erforderlich macht. C58 und C59 beeinflussen das Hochfrequenzverhalten der vorliegenden Verstärkerstufe. C60 wirkt sich auf eine nachgelagerte Verstärkerstufe aus. In der Kombination liefern die drei Kondensatoren einen Beitrag zum linearen Frequenzgang der Eingangsstufe im Ganzen.

Die Invertierung und die variable Verstärkung realisieren vier Transistoren in den Kollektorpfeilen des Differenzverstärkers, die als Analogmultiplizierer arbeiten. Diesen Transistoren wird ein differentielles Steuersignal zugeführt. Die Schaltung multipliziert das Nutzsignal mit dem Steuersignal, wodurch die Verstärkung des Differenzverstärkers variiert und auch invertiert werden kann.

Das Steuersignal für den Analogmultiplizierer generiert ein eigener Differenzverstärker, der auf dem LM3046 Transistorarray basiert. Die niedrigere Grenzfrequenz von 120MHz ist dabei vollkommen ausreichend. Auf Grund der relativ konstanten Ströme war es möglich hier einen Präzisionssockel einzusetzen, der bei Bedarf Reparaturen erleichtert. Den Arbeitsstrom des Differenzverstärkers definiert im ersten Moment die am Widerstand R104 abfallende Spannung. Dieser befindet sich zwischen dem Transistor U5d, der die Stromsenke darstellt, und dem -12V-Potential. Am Emitter des Transistors U5d stellen sich ziemlich genau 0V ein. Um das zu erreichen, wurde zusätzlich der Transistor U5e in die Schaltung integriert. Er hebt das Potential an der Basis von U5d um den Spannungsabfall seiner eigenen Basis-Emitter-Strecke über das Massepotential an, so dass sich am Emitter von U5d wiederum genau 0V einstellen. Wichtiger als der absolute Wert ist hier allerdings die Konstanz des Potentials. Da sich die Basis-Emitter-Flussspannung der Transistoren U5d und U5e bei Temperaturänderungen einigermaßen gleichmäßig entwickeln, bleibt die



Spannung, die den Strom der Stromsenke definiert, konstant. Während sich in den Differenzverstärkern, die das Eingangssignal des Oszilloskops verarbeiten, Variationen des Arbeitsstroms nur auf den Gleichtaktpegel auswirken, führt eine Stromänderung im Steuerzweig des Analogmultiplizierers zu einer Variation der Nutzsignalverstärkung und damit zu einer merklichen Signalbeeinflussung. Würde sich der Transistor der Stromsenke nur proportional zum Oszilloskop erwärmen, so wäre der Verstärkungsfaktor zumindest nach der Aufwärmphase konstant. Der Transistor erwärmt sich aber abhängig von der eingestellten variablen Verstärkung unterschiedlich und so würde sich ohne der Temperaturkompensation der Verstärkungsfaktor auch im Betrieb ändern. Die Verlustleistung bewegt sich immerhin zwischen 1,5mW und 20mW, was innerhalb des Transistorarrays nicht unerheblich ist.

Der Spannungsabfall von 12V am 16kΩ-Widerstand R104 erzeugt für sich einen Stromfluss von 750µA. An dieser Stelle greift das Steuersignal für die variable Verstärkung ein. Über den 1,2kΩ-Widerstand R99 ist die Steuerspannung, die sich zwischen -5V und 0V bewegt, an den Emitter des Transistors U5d angebunden. Das führt zu einem zusätzlichen Stromfluss von bis zu 4,17mA über diesen Pfad. Ein höherer Strom reduziert das Potential an den zugehörigen Kollektorstärkern, was wiederum dazu führt, dass der Analogmultiplizierer das Nutzsignal stärker dämpft. Über das Verhältnis der Arbeitsströme (0,75/4,17) ergibt sich der zusätzlich maximal mögliche Abschwächungsfaktor von 1/2,55. Mit diesem Hintergrund lässt sich berechnen warum die Kompensation des temperaturbedingten Flussspannungsdrifts über den Transistor U5e notwendig war. Lässt man die Steuerspannung außen vor, so würde ein Absinken der Basis-Emitter-Spannung den Strom und damit die Verstärkung höchstens um 1% erhöhen. Mit der zusätzlichen, niederohmigeren Steuerspannungseinspeisung führt eine Spannungsänderung von 0,1V aber bereits zu einer Stromänderung von bis zu 12%. Der damit einhergehende Drift des Verstärkungsfaktors wäre für den Anwender sehr irritierend.

Auf die Stromsenke folgen zwei Transistoren, die den Steuerstrom weiterleiten. Während an der Basis des linken Transistors konstant 2,4V anliegen, ist die Basis des rechten Transistors mit dem Steuersignal für die Invertierung verbunden. Je nachdem ob das Potential dort 0V oder 5V beträgt, wird das aus

der Steuerspannung für die variable Verstärkung generierte Stromsignal dem einen oder dem anderen Transistorpaar des Analogmultiplizierers zugeführt. Durch die Verschaltung der Transistorpaare kann darüber das differentielle Nutzsignal gedreht und somit die Invertierung realisiert werden. Der Stromwert, der die variable Verstärkung definiert, bleibt dabei erhalten.

Die Steuerschaltung arbeitet mit einer lokalen 7V-Versorgung, die ein einfacher, diskreter Linearregler aus dem 12V-Potential erzeugt. Eine reduzierte Versorgungsspannung wäre an dieser Stelle nicht zwingend notwendig, sie vereinfachte aber wahrscheinlich die Auslegung der Schaltung und müsste für die folgende Verstärkerstufe sowieso generiert werden.

Dass die gesamte Schaltung eine Dämpfung mindestens um den Faktor 1/10 darstellt, während der folgende Schaltungsteil das Signal wiederum um den Faktor 100 verstärken muss, hat zwei Gründe. Zum einen ist der Eingang der folgenden Verstärkerstufe relativ niederohmig. Das erzwingt einen niedrigen Ausgangswiderstand des vorliegenden Differenzverstärkers, was dazu führt, dass die Kollektorstärkungsfaktor nicht allzu hoch gewählt werden dürfen. Das reduziert allerdings wiederum den Verstärkungsfaktor. Müsste die folgende Verstärkerstufe nicht einen Verstärkungsfaktor von 100 darstellen, so wäre deren Eingangswiderstand zwar höher, die notwendige Verstärkung ließe sich aber nicht vollständig auf die vorliegende Verstärkerstufe übertragen.

Der zweite Grund für die fehlende Verstärkung sind die parasitären Effekte in den Transistoren des Analogmultiplizierers. Diese wirken sich umso stärker aus, je höher die Signalpegel in den Kollektorpfeilen der Transistoren sind. Bei einer Vollaussteuerung auf dem Bildschirm des Oszilloskops beträgt die Spannung zwischen den beiden Differenzverstärkereingängen bis zu 80mV und es fließt ein Strom von maximal 0,5mA durch die „cross degeneration“. In den Kollektorzweigen des Differenzverstärkers fließen entsprechend neben dem Arbeitsstrom ebenfalls bis zu 0,5mA. Wenn der Differenzverstärker einen Verstärkungsfaktor von 10 realisieren müsste, um selbst den notwendigen Ausgangspegel der Eingangsstufe erreichen zu können, so würden am Ausgang zwischen den Differenzverstärkerzweigen Spannungen bis zu 800mV anliegen. Die Kapazität zwischen einem Transistor im SL2364 und dem Substrat wird im Datenblatt mit ungefähr 1pF angegeben. Durch die negative Vorspannung des Substrats dürfte die reale Kapazität zwar niedriger sein, dafür addieren sich aber parasitäre Kapazitäten auf der Platine. Geht man davon aus, dass sich zwischen den Zweigen des Differenzverstärkers eine wirkungsvolle Kapazität von 0,5pF befindet, so würden bei einer Spannung von 800mV und einer Frequenz von 100MHz bereits Ströme von ungefähr 0,25mA abfließen, was die Hälfte des Nutzsignals entspricht. Der angetriebene Verstärkungsfaktor von 10 reduziert sich bei 100MHz somit auf 5. Wäre der Verstärkungsfaktor nur proportional zur Frequenz, so könnte man den Effekt noch kompensieren. Der Analogmultiplizierer bringt aber auf Grund seiner Funktion eine nur schwer beherrschbare Variabilität mit sich. Eine Erhöhung des Stroms in den Kollektorzweigen würde die Problematik entschärfen, aber gleichzeitig zu anderen Problemen führen. So lässt sich die Verstärkung der Transistoren zum Beispiel nicht ohne Weiteres erhöhen und die Belastung der vorherigen Verstärkerstufe darf ebenfalls nicht zu stark steigen. Um die Auswirkungen der parasitären Kapazitäten zu reduzieren, muss letztlich der Ausgangspegel und damit der Verstärkungsfaktor klein gehalten werden.