

Volker Meitz  
Bornholmer Straße 95  
10439 Berlin  
Matr.-Nr. 171097

## **DIE HISTORISCHE ENTWICKLUNG VON KONDENSATORMIKROFONEN unter Berücksichtigung von Schaltungstechnik und Klangverhalten**

Schriftliche Arbeit zur Erlangung des akademischen Grades „Magister Artium“  
am Institut für Sprache und Kommunikation, Fakultät I der TU Berlin  
Fachgebiet Kommunikationswissenschaft

1. Gutachter: Prof. Dr. Stefan Weinzierl
2. Gutachter: Prof. Dr. Michael Möser

Berlin, den 09.03.2005



## **VORBEMERKUNG**

Mein herzlicher Dank gilt folgenden Firmen und Personen, die mich durch wertvolle Gespräche, Bereitstellung von technischem Informationsmaterial, Überlassung von Mikrofonen zur messtechnischen Untersuchung, Leihgabe von Messtechnik oder in sonstiger Form unterstützt haben:

AKG Acoustics GmbH (Karl Peschel, Kurt Nell)

Georg Neumann GmbH (Martin Schneider, Gerwin Bertelmann)

Microtech Gefell GmbH (Steffen Eisenschmidt, Bernd Kraus, Dirk Rowehl)

Schalltechnik Dr.-Ing. Schoeps GmbH (Bernhard Vollmer)

Sennheiser Electronic GmbH&Co. KG (Peter Arasin)

Andreas Grosser

Andreas Koslik, Michael Hank, AudioCue Tonlabor (Rainer Robben),  
Teldex Studio Berlin (Tobias Lehmann)

Prism Media Products Ltd. (Ian Heaton)

SDI Gesellschaft für Medientechnologie mbH (Florian Goebel)

Fachgebiet Kommunikationswissenschaft der TU Berlin

Julia Funcke

Meine Eltern

Sabine Rickensdorf ♥

Berlin, den 09.03.2005

*Volker Meitz*

# INHALTSVERZEICHNIS

<b>1 EINLEITUNG.....</b>	<b>6</b>
<b>2 TECHNOLOGIE UND HISTORISCHE ENTWICKLUNG DES KONDENSATORMIKROFONS.....</b>	<b>8</b>
2.1 EINFÜHRUNG.....	8
2.2 VORGESCHICHTE UND FRÜHE MODELLE.....	9
2.3 KAPSEL-TECHNOLOGIE.....	10
2.3.1 GRUNDLAGEN.....	10
2.3.2 HISTORISCHE ENTWICKLUNG.....	12
2.4 SCHALTUNGSTECHNIK.....	14
2.4.1 GRUNDLAGEN .....	14
2.4.1.1 Dielektrischer Wandler.....	14
2.4.1.2 Impedanzwandler in Niederfrequenztechnik.....	15
2.4.1.3 Impedanzwandler in Hochfrequenztechnik.....	17
2.4.1.4 Symmetrierung.....	18
2.4.1.5 Zusätzliche Funktionen.....	18
2.4.1.6 Stromversorgung.....	19
2.4.2 HISTORISCHE ENTWICKLUNG.....	20
2.4.2.1 Röhrenmikrofone.....	20
2.4.2.2 Transistormikrofone.....	27
2.4.2.3 Entwicklungstendenzen der letzten 10 Jahre.....	36
<b>3 VERZERRUNGEN.....</b>	<b>40</b>
3.1 DEFINITIONEN.....	40
3.2 QUELLEN VON VERZERRUNGEN.....	41
3.2.1 AKUSTISCHE UND MECHANISCHE VERZERRUNGEN DER KAPSEL.....	41
3.2.2 ELEKTRONISCHE VERZERRUNGEN.....	42
3.2.2.1 Verzerrungen in Bauteilen.....	42
3.2.2.2 Verzerrungen in Schaltkreisen.....	45
3.2.2.3 Spezielle Wechselwirkungen von Verzerrungen.....	47
3.3 MESSUNG VON VERZERRUNGEN.....	49
3.3.1 ALLGEMEINE MESSMETHODEN.....	49
3.3.2 MESSUNGEN AN MIKROFONEN.....	51
3.4 WAHRNEHMUNG VON VERZERRUNGEN.....	52
3.4.1 EIGENSCHAFTEN DES GEHÖRS UND PSYCHOAKUSTISCHE EFFEKTE.....	53
3.4.1.1 Hörbarkeit linearer Verzerrungen.....	53
3.4.1.2 Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen.....	55
3.4.1.3 Psychoakustische Effekte in Verbindung mit unterschiedlichen Signalen...	56
3.4.2 EINFLUSS VON ÜBERTRAGUNGSKETTE UND ABHÖRSITUATION.....	57
3.5 KORRELATION VON WAHRNEHMUNG UND MESSVERFAHREN .....	58
3.5.1 VERGLEICH DER VERSCHIEDENEN VERFAHREN.....	58
3.5.2 ZUSÄTZLICHE BETRACHTUNGEN.....	59

<b>4 MESSTECHNISCHE UNTERSUCHUNG VERSCHIEDENER IMPEDANZWANDLER.....</b>	<b>61</b>
4.1 VORBETRACHTUNG.....	61
4.2 AUFBAU UND DURCHFÜHRUNG DER MESSUNGEN.....	62
4.3 DISKUSSION DER ERGEBNISSE.....	66
4.3.1 ALLGEMEINE ASPEKTE.....	66
4.3.2 ANALYSE DER EINZELNEN IMPEDANZWANDLER.....	69
4.3.3 ZUSAMMENFASSUNG DER BEOBACHTUNGEN.....	74
<b>5 SCHLUSSBETRACHTUNG.....</b>	<b>77</b>
<b>6 ANHANG.....</b>	<b>79</b>
6.1 ANMERKUNGEN ZU TECHNISCHEN DATEN VON MIKROFONEN.....	79
6.2 DIAGRAMME ZU KAPITEL 4.....	81
6.3 TECHNISCHE DATEN DES VERWENDETEN MESSSYSTEMS.....	100
6.4 LITERATURVERZEICHNIS.....	101
6.5 ABBILDUNGSVERZEICHNIS.....	105

# 1 EINLEITUNG

Kondensatormikrofone haben in der Tonstudioteknik eine herausragende Bedeutung. Aufgrund ihres Konstruktionsprinzips bieten sie eine hohe Übertragungsqualität mit geringen linearen und nichtlinearen Verzerrungen. Diese Eigenschaften konnten im Lauf der Jahrzehnte immer weiter verbessert werden, wobei auch die verwendete Elektronik, die einen integralen Bestandteil darstellt, beträchtlichen Veränderungen unterworfen war. Besonders hinsichtlich nichtlinearer Verzerrungen steht den Limitierungen früherer Schaltungstechnik heute eine hohe Linearität gegenüber. Seit den letzten zehn Jahren ist jedoch die Tendenz zu beobachten, auch Kondensatormikrofone älterer Bauart wieder verstärkt einzusetzen. Dabei wird oft die Meinung geäußert, dass besonders Mikrofone mit Röhrentechnik bestimmte klanglich mitunter favorisierbare Eigenschaften besäßen, die mit modernen Modellen nicht erreichbar seien. Angesichts der Tatsache, dass hochwertige Studioteknik aufgrund der Preisentwicklung für einen immer größeren Kreis von Anwendern verfügbar wird, die bisweilen jedoch über weniger Erfahrung und Vergleichsmöglichkeiten in der Aufnahmepraxis oder gar bezüglich elektroakustischer Grundlagen verfügen, ist auch das Kursieren von erworbenem „Halbwissen“ und weniger fundierten Meinungen zu beobachten. Allerdings gehen die Auffassungen ebenso im Bereich der professionellen Tonstudioteknik auseinander, was nicht zuletzt auch auf persönliche Präferenzen schließen lässt.

Der Gegenstand dieser Arbeit ist primär die im Kondensatormikrofon enthaltene elektronische Schaltung, die in Form eines sogenannten Impedanzwandlers als ein- oder mehrstufiger Verstärker ausgeführt ist. Ziel ist es, die verschiedenen historischen und modernen Schaltungsarten und -Topologien, die gleichzeitig oft im Zusammenhang mit bestimmten Entwicklungsstadien der allgemeinen Schaltungstechnik stehen, mit wissenschaftlichen Methoden zu untersuchen und aufzuzeigen, inwieweit diesen jeweils charakteristische Einflüsse auf den Klang eines Kondensatormikrofons zugeordnet werden können. Dabei sollen besonders die nichtlinearen Verzerrungen im Vordergrund stehen.

Zu Beginn sollen die Grundlagen der Technologie des Kondensatormikrofons und seine historische Entwicklung erläutert werden. Um die Bedeutung des elektronischen Impedanzwandlers für die Eigenschaften des gesamten Mikrofons herausstellen und einordnen zu können, ist es dabei notwendig, in gewissem Umfang auch auf die Technologie der Kapsel als eigentlichem elektroakustischen Wandlerelement einzugehen. Der Behandlung von Verzerrungen ist ein eigenes Kapitel gewidmet, in dem ihre Ursachen, ihre Messung, ihre Wahrnehmung durch den Menschen, sowie die Korrelation von Wahrnehmung und Messmethoden diskutiert werden. Dabei werden die generellen Eigenschaften von elektronischen Schaltungen und deren Bauteilen hinsichtlich Verzerrungen detailliert erörtert, um die bei Kondensatormikrofonen auftretenden Effekte und Größenordnungen bewerten zu können. Sowohl dem Übertrager als komplexem, besonders in älteren Mikrofonen verwendeten Bauteil, als auch speziellen Wechselwirkungen von Verzerrungen wird dabei besondere Aufmerksamkeit gewidmet. Eine genaue Betrachtung von Messmethoden und Wahrnehmung erscheint ebenso notwendig, da auf Hörversuche verzichtet werden musste, zumal eine Durchführung in angemessenem Umfang den Rahmen der Arbeit gesprengt hätte. Es wurde jedoch eine detaillierte messtechnische Untersuchung verschiedener historischer und moderner Impedanzwandler auf ihre Verzerrungseigenschaften durchgeführt. Die vergleichende Darstellung der Ergebnisse und deren Diskussion erfolgt auf Basis der zuvor dargelegten Sachverhalte hinsichtlich Schaltungstechnik und Verzerrungen.

Die in dieser Arbeit dargestellten Zusammenhänge und Entwicklungen hinsichtlich der Eigenschaften von Mikrofonen basieren neben Schaltplänen und eigenen Messungen auf den technischen Daten aus Betriebsanweisungen oder Datenblättern der Hersteller. Zur Beurteilung von technischen Daten ist es wichtig, ihre genaue Bedeutung zu kennen und zu wissen, wie die Angaben zustande kommen. Ein Überblick der für diese Arbeit relevanten Größen, deren Entwicklung, und eine Festlegung der im folgenden verwendeten Bezugswerte ist im Anhang unter 6.1 zu finden. Soweit nicht anders angegeben, sind die Daten zu den besprochenen Mikrofonen deren jeweiligen Originaldokumentationen entnommen, die auf der Internet-Homepage des jeweiligen Herstellers zu finden sind. Dies gilt auch für historische Informationen usw. Um die Ausführungen nicht zu sehr mit Literaturverweisen zu überladen, sei an dieser Stelle einmalig auf [AKG05, MGEFELL05a, MGEFELL05b, NEUMANN05, SCHOEPS05a, SCHOEPS05b] hingewiesen.

Die historische Abhandlung soll keine ausführliche Chronologie sein, sondern nur insoweit eine Darstellung liefern, wie sie zur Erläuterung wichtiger Entwicklungsschritte notwendig ist. Um den Umfang der Betrachtung im angemessenen Rahmen zu halten, wurde sie auf den deutschsprachigen Raum beschränkt. Angesichts der Tatsache, dass von den diesbezüglichen Herstellern maßgebliche Innovationen in der Entwicklung ausgingen und -gehen, erscheint dies jedoch nicht weniger repräsentativ. Weiterhin wurde eine Einschränkung hinsichtlich der Typenvielfalt von Kondensatormikrofonen getroffen, sodass nur analoge Klein- und Großmembranmikrofone mit einem Übertragungsbereich bis maximal 20 kHz und Impedanzwandlern in Niederfrequenztechnik, nicht aber mit solchen in Hochfrequenztechnik oder z. B. Grenzflächen, Lavalier- oder sonstige Typen besprochen werden.



Abbildung 1-1. Verschiedene Mikrofone aus verschiedenen Zeiten:  
Neumann CMV 3a (1932), Schoeps M221b (1955), Microtech Gefell UM70 (1972), AKG C414 XLS (2004)

## 2 TECHNOLOGIE UND HISTORISCHE ENTWICKLUNG DES KONDENSATORMIKROFONS

### 2.1 EINFÜHRUNG

Die Arbeitsweise des Kondensatormikrofons beruht auf dem Prinzip der dielektrischen Wandlung. Eine dünne Membran und eine feste Gegenelektrode sind dabei in geringem Abstand zueinander montiert, sodass sie einen Kondensator bilden (Abb. 2-2). Die Auslenkung der Membran durch Luftschall bewirkt eine dem Schalldruck proportionale Änderung des Abstands zur Gegenelektrode und damit eine Änderung der Kapazität. Ist der Kondensator durch Gleichspannung polarisiert, so ruft die Kapazitätsänderung eine dem einwirkenden Schalldruck proportionale Wechselspannung hervor (Abb. 2-3). Da bei dieser Wandlung allerdings praktisch keine Leistung umgesetzt wird, ist die entstehende elektrische Signalquelle sehr hochohmig; um eine Übertragung über größere Kabellängen störungsfrei und ohne Einengung des Frequenzgangs zu ermöglichen, wird ein Impedanzwandler benötigt, der das Signal mit ausreichend niedriger, rein ohmscher Ausgangsimpedanz symmetrisch zur Verfügung stellt.

Die Impedanzwandlung wird in der Regel durch einen ein- oder mehrstufigen NF-Verstärker (NF = Niederfrequenz) bewerkstelligt. Alternativ kann der dielektrische Wandler Teil eines Hochfrequenz-Schwingkreises sein und diesen durch seine Kapazitätsänderung modulieren (Abb. 2-1) Nach anschließender Demodulation ergibt sich das NF-Signal mit mittlerer Impedanz, was geringere Anforderungen an den Verstärker stellt; der Mehraufwand liegt hier allerdings beim HF-Teil der Schaltung. Sowohl für das NF- als auch für das HF-Prinzip gilt die zusammenfassende Betrachtung, dass der dielektrische Wandler die eigentliche Umsetzung des akustischen Signals in ein elektrisches ausführt, welches bei der anschließenden Wandlung seiner Impedanz gleichsam eine Stromverstärkung erfährt.

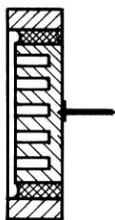


Abbildung 2-2.  
dielektr. Wandler

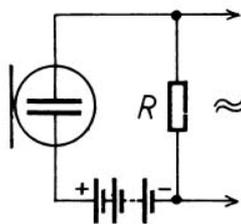


Abbildung 2-3.  
NF-Prinzip

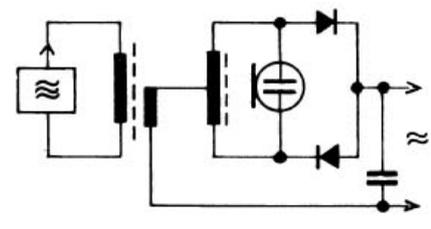


Abbildung 2-1.  
HF-Prinzip

Die schaltungstechnische Betrachtung der Impedanzwandler von Kondensatormikrofonen ist nicht zuletzt aufgrund der Vielfalt der anzutreffenden Varianten interessant, von denen besonders die frühen, einstufigen Schaltungen in der professionellen Tonstudioteknik ansonsten eher selten zu finden sind. Durch geringe Bauteilkosten und automatisierte Fertigung mit SMD-Technik ist es heute möglich, immer komplexere Schaltungen in Impedanzwandler zu integrieren und damit immer bessere Eigenschaften in Bezug auf Linearität, Aussteuerbarkeit und Eigenrauschen zu erreichen. Während der Impedanzwandler früher der limitierende Faktor bezüglich Ober- und Untergrenze des Dynamikbereichs war, werden diese Grenzen heute mitunter durch Rauschen<sup>1</sup> und nichtlineare Verzerrungen der Kapsel selbst dargestellt.

<sup>1</sup> Genauer betrachtet weist die Kapsel selbst kein Rauschen auf, sondern reagiert auf die braunsche Molekülbewegung der Luft. Das resultierende Rauschsignal wird durch das noch geringere Eigenrauschen moderner Impedanzwandler nicht mehr verdeckt.

## 2.2 VORGESCHICHTE UND FRÜHE MODELLE

Nach ersten Erfindungen experimenteller Mikrofone von Reisz (1861) und Bell (1876) hatte Hughes 1878 das Kohlemikrofon vorgestellt, welches von Edison und Ericsson verbessert und bald kommerziell produziert wurde [SJOBEMA99 S.61]. Das Wandlerprinzip basierte auf gleichstromdurchflossenem Kohlestaub hinter einer Membran, dessen Dichte sich abhängig vom anregenden Schall ändert; durch die resultierende Variation des elektrischen Widerstandes ergibt sich am Ausgang eine Wechselspannung. Zunächst in Fernsprecheinrichtungen verwendet, dominierte das Kohlemikrofon nach der Jahrhundertwende auch weitgehend die Anfangsjahre von Rundfunk und Aufnahmetechnik. Den Standard der letzten Entwicklungsstufe dieses Typs setzte in den 20er-Jahren das so genannte Reisz-Mikrofon, das einen relativ ausgeglichenen Frequenzgang bei vergleichsweise moderaten nichtlinearen Verzerrungen bot [WEISS93, GAYFORD94 S.279f]. Mit den allgemein fortschreitenden technischen Möglichkeiten stiegen jedoch auch die Ansprüche an die Klangqualität, welche neu aufkommende Mikrofontypen besser zu erfüllen vermochten.

Das Prinzip der dielektrischen Schallwandlung war bereits 1863 von Thomson beschrieben worden [SJOBEMA S.61]. Zur praktischen Umsetzung fehlten im 19. Jahrhundert jedoch die technischen Voraussetzungen, da noch keine elektronische Technologie für die Realisierung der Impedanzwandlung verfügbar war. Nachdem die Elektronenröhre 1906/1907 erfunden worden und 1913 in Serienproduktion gegangen war, dauerte es bis 1917, als schließlich der US-Amerikaner Wente sein Patent des dielektrischen Wandlers für ein Kondensatormikrofon vorstellte [WENTE17].<sup>1</sup> Es beruhte auf einer Metallmembran, gegenüber deren Zentrum eine Gegenelektrode in ca. 15 µm Abstand platziert war. Diese war seitlich von einem Luftvolumen umgeben, durch welches in Verbindung mit entsprechender Membranspannung eine Abstimmung der Resonanzfrequenz der Kapsel auf ca. 16 kHz mit einem relativ ebenen Frequenzgang erreicht wurde (Die obere Grenzfrequenz der allgemeinen Übertragungskette lag damals noch unterhalb von 10 kHz). Zusammen mit dem dielektrischen Wandler wurde eine einstufiger NF-Verstärker für die Impedanzwandlung vorgestellt.

In den früheren 20er-Jahren kamen die ersten kommerziellen Geräte von Western Electric und RCA in Rundfunk- und Tonstudios der USA zum Einsatz. Wegen der vergleichsweise geringen Verstärkung früher Elektronenröhren enthielten einige der verwendeten Impedanzwandler nicht nur eine, sondern bis zu drei Verstärkerstufen. Dadurch waren die Gehäuse mitunter sehr groß, was zu negativer Beeinflussung des Schallfeldes führte. Trotz ihres sehr gutem Impulsverhaltens und recht linearen Frequenzgangs konnten sich diese frühen Geräte gegenüber anderen Mikrofontypen in der Tonstudioteknik zunächst nicht durchsetzen. Die Betriebssicherheit ließ wegen der Empfindlichkeit der hochohmigen Kapseln (siehe 2.4.1.2) gegenüber Luftfeuchtigkeit zu wünschen übrig; aufgrund unzureichender Isolation konnten sich leicht Kriechströme zwischen Elektroden und Gehäuse bilden und zu Spannungsabfall und Kurzschlüssen führen. Auch waren die meisten Geräte aufgrund der damals verfügbaren elektronischen Bauteile groß und schwer, und die benötigte Stromversorgung war relativ aufwändig mittels Batterien zu realisieren, welche damals hohes Volumen und Gewicht hatten. So dominierten bald die einfacher und anwenderfreundlicher aufgebauten Bändchen- und dynamischen Mikrofone den Markt: Die Wandlerprinzipien – magnetische Induktion durch Bewegung eines Metallbändchens bzw. einer Spule nahe eines Permanentmagneten – waren weniger stör anfällig und benötigten keine externe Stromversorgung. Sie wiesen zwar höheres Grundrauschen und eine weniger lineare Übertragungsqualität als Kondensatormikrofone auf, jedoch waren sie dem bisherigen Standard des Kohlemikrofons klanglich in jeder Hinsicht über-

<sup>1</sup> Die Anmeldung zum Patent erfolgte bereits Ende 1916 [WENTE16].

legen. Kondensator-Typen fanden in den USA bis in die 40er-Jahre hinein meist nur mehr als Messmikrofone Verwendung.

In Deutschland unterdessen entwickelte Riegger 1923 ein Kondensatormikrofon mit einem Impedanzwandler in Hochfrequenztechnik, der eine Röhrenschaltung aus zwei Trioden enthielt [RIEGGER24]. Aufgrund der im Vergleich zum NF-Prinzip niederohmigeren Eigenschaften des Wandlers im HF-Kreis war das Riegger-Mikrofon nicht anfällig für Umwelteinflüsse durch Feuchtigkeit, und der Frequenzgang zwischen 40 Hz und 6 kHz wies eine akzeptable Toleranz von 6 dB auf [WEISS93]; zu einer kommerziellen Produktion kam es jedoch nicht. Eine Weiterentwicklung erfolgte erst Mitte der 40er-Jahre durch Hull und Zaalberg van Zelst [GAY-FORD94 S.159], und es sollte bis zur Etablierung der Transistortechnik dauern, bevor die ersten Modelle Anfang der 60er-Jahre in Serie gingen (siehe 2.4.2.2). Die Entwicklung von Mikrofonen mit NF-Impedanzwandlern in Deutschland ab 1927 (siehe 2.4.2.1) begann zwar 10 Jahre später als in den USA, konnte aber neue Maßstäbe setzen, sodass deutsche Firmen nach dem Zweiten Weltkrieg zunehmend auch nach Übersee exportierten [ROESSLER03 S.70].

## 2.3 KAPSEL-TECHNOLOGIE

### 2.3.1 GRUNDLAGEN

Die aus Metall oder metallbeschichtetem Plastik bestehende Membran des Wandlers ist mittels eines Befestigungsringes an der Gegenelektrode montiert und elektrisch von dieser isoliert. Bei Membranen großen Durchmessers besteht die Möglichkeit einer zusätzlichen Zentralbefestigung am Mittelpunkt der Gegenelektrode. Aufgrund des geringen Abstands (üblicherweise zwischen 5 und 50  $\mu\text{m}$ ) werden Rückstellkraft und Dämpfung vornehmlich durch den Widerstand des eingeschlossenen Luftvolumens bestimmt [WEBERS94 S.239]. Dieser Widerstand kann mittels Sacklöchern in der Gegenelektrode so verändert werden, dass in Abstimmung mit der Membranspannung ein möglichst ebener Frequenzgang erreicht wird. Korrekturen des Frequenzgangs (z.B. Diffusfeldentzerrung, Tiefenbeschneidung, Linearisierung bezüglich der Einsprechachse) können sowohl durch entsprechende Abstimmung der Kapsel, als auch durch Entzerrglieder in der Elektronik des Impedanzwandlers erfolgen.

Als Membranmaterial wird in der professionellen Studioteknik heute vornehmlich goldbeschichtetes Polyester verwendet, das bei vergleichbar moderatem Produktions- und Verarbeitungsaufwand sehr gute Ergebnisse liefert. Weitere Materialien sind goldbeschichtetes PVC (Polyvinylchlorid), Nickel, Aluminium und Stahl sowie vereinzelt einige weitere. Die verwendete Dicke variiert je nach Material zwischen ca. 1 bis 10  $\mu\text{m}$ , der Durchmesser liegt bei Großmembrankapseln im Bereich um 25 mm (1"), bei Kleinmembrankapseln um 13 mm ( $\frac{1}{2}$ "). Zusätzlich kann ein dauerpolarisiertes Material auf Gegenelektrode oder Membran aufgebracht bzw. die Membran ausschließlich aus einem solchen Material gefertigt werden. Dieses so genannte Elektret (z. B. Teflon), welches als elektrostatisches Äquivalent eines Permanentmagneten angesehen werden kann, macht die Bereitstellung einer externen Polarisationsspannung entbehrlich. Während man bei einer Elektretmembran materialabhängigen Limitierungen bei der akustischen Abstimmung der Kapsel unterworfen ist, hat eine elektretbeschichtete Gegenelektrode keinen solchen Nachteil [PESCHEL05]. Daher wird heute in der Regel die letztere, so genannte „Back-Elektret“-Technologie angewandt.

Die Parameter, die in das Klangverhalten der Kapsel eingehen, sind vielfältig und hängen oft voneinander ab. Zu den bisher erwähnten Größen wie Material, Dicke, Durchmesser, Befestigung und mechanische Spannung der Membran, Abstand zur Gegenelektrode sowie

Gestaltung ihrer akustischen Dämpfung treten weitere Größen: Der durch Höhe des Befestigungsringes und Membranfläche gebildete Hohlraum, die Abmessungen des Schutzkorbes, die Gestaltung von dessen Schutzgitter, die Form der Kapselhalterung sowie die Abmessungen des gesamten Mikrofons können das Schallfeld in unmittelbarer Nähe der Kapsel durch Beugung, Reflexionen und Bildung von Resonanzen mehr oder weniger stark beeinflussen [WILLIAMSON63, SCHULEIN66].

Die Kapsel eines Druckempfängers ist (bis auf eine kleine Öffnung zum Ausgleich des statischen Luftdrucks) nach hinten abgeschlossen; der Empfänger reagiert ausschließlich auf den veränderlichen Schalldruck vor der Membran. Da der Schalldruck eine ungerichtete Größe ist, ergibt sich prinzipiell eine kugelförmige Richtcharakteristik, die jedoch beim realen Mikrofon abweicht, da dessen Abmessungen das Schallfeld mit steigender Frequenz zunehmend stören. Ein Druckgradientenempfänger ist auch an der Rückseite der Kapsel dem Schallfeld zugänglich und reagiert somit auf die Differenz der Drücke vor und hinter seiner Membran – idealerweise in achtförmiger Richtcharakteristik, die in der Realität aus o. g. Gründen jedoch ebenfalls abweicht. Reine „Achter“-Kapseln sind selten anzutreffen; meist geht ihr Funktionsprinzip in einen kombinierten Druck-/Druckgradientenempfänger ein, dessen Richtcharakteristik, abhängig von der Gewichtung, eine Niere, breite Niere, Super- oder Hyperniere sein kann. Eine Realisationsmöglichkeit besteht nach von Braunmühl und Weber [BRAUNMÜHL35] in dem Einbringen von akustischen Laufzeitgliedern in einen Druckempfänger, sodass phasenschiebende Effekte die gewünschte Charakteristik erzeugen. Aufbauend auf diesem Prinzip ist es ebenfalls möglich, durch die unterschiedliche elektrische Zusammenschaltung zweier gegensinnig orientierter, also „Rücken an Rücken“ liegender Empfänger mit Nierencharakteristik alle drei Charakteristika „Kugel“, „Acht“ und „Niere“ inklusive Zwischenstufen zu erreichen (Abb. 2-4). Dabei kann die frequenzabhängige Abweichung vom Ideal für „Kugel“ und „Acht“ minimiert werden [BAUCH53], jedoch erhalten diese Charakteristika damit die Eigenschaften der Nierenkonstruktion hinsichtlich des nichtlinearen Verhaltens (siehe 3.2.1). Eine andere Möglichkeit der Erzeugung verschiedener Richtcharakteristika besteht in der Veränderung der Sack- und Durchgangslöcher der Gegenelektrode durch mechanische Umschaltung [KÜSTERS54, SCHOEPS61].

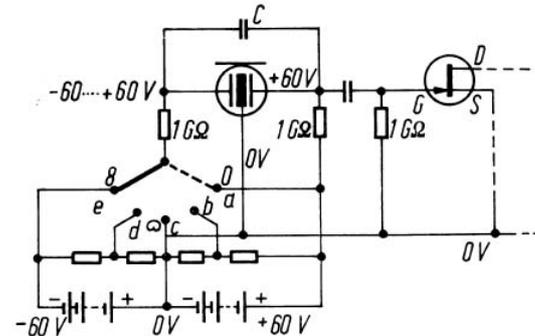


Abbildung 2-4. Doppelkapsel-Polarisationsschema (rechts angedeutet: Eingang des Impedanzwandlers)

Ein so genannter „symmetrischer“ Kapselaufbau besteht in zwei Gegenelektroden mit einer Membran in deren Mitte; bei gleicher Beschaffenheit der Gegenelektroden können sich Nichtlinearitäten der Luftvolumina an beiden Seiten der Membran gegenseitig kompensieren. Bei gleicher elektrischer Wirksamkeit beider Gegenelektroden erhöht sich die Empfindlichkeit, und man spricht von einem Gegentakt-Wandler („push-pull transducer“) [BALLOU02 S. 414].

### 2.3.2 HISTORISCHE ENTWICKLUNG

Nachdem das Membranmaterial in der Anfangszeit meist Aluminium gewesen war, stellte Neumann 1927 mit dem Mikrofon *CMV3* (Abb.1-1) eine Kapsel vor, deren Membran nicht mehr aus massivem Metall, sondern aus einseitig dünn mit Gold beschichtetem PVC bestand [NEUMANN29]. Abgesehen von der einfacheren Handhabung bei Herstellung und Verarbeitung war dies auch hinsichtlich der elektrischen Isolationsfestigkeit und damit der Betriebssicherheit der Kapsel ein entscheidender Vorteil. Waren die Entwicklungen bis ca. 1932 noch reine Druckempfänger gewesen, so ermöglichten die zwischenzeitlich durch v. Braunmühl und Weber (s. o.) vorgestellten Gestaltungsmöglichkeiten der Gegenelektrode durch Kombination von Sack- und Durchgangslöchern nun auch Achter- und Nierencharakteristik. Da dies einen ungestörten rückwärtigen Schalleinfall erforderte, wurde die Einsprechrichtung dieser Kapseln erstmals senkrecht zur Gehäuseachse des zugehörigen Impedanzwandlers (hier: *CMV 3*)<sup>1</sup> gelegt. Dadurch wurde aber auch eine Verbesserung der Kugelcharakteristik möglich, denn zuvor war der rückwärtige Schall zu den hohen Frequenzen hin stark durch das Gehäuse abgeschattet worden. Eine heute vielfach als maßgeblich angesehene Entwicklung war die Nierenkapsel *M7* von Neumann [NEUMANN32], die noch heute relativ unverändert produziert wird<sup>2</sup> und auf deren Design andere Kapseln zurückgehen. Spätestens hier waren Wissen und Fertigungstechnik bezüglich Anordnung der Bohrungen der für die Abstimmung der akustischen Impedanz nötigen Löcher in der Gegenelektrode bereits sehr ausgereift. Die Kombination aus *M7* und *CMV 3a* erreichte innerhalb des damals relevanten Audibereichs von 20 Hz bis 10 kHz einen nahezu ebenen Frequenzgang mit einer leichten Anhebung um 8 kHz; das Polardiagramm wies eine verhältnismäßig gute Gleichmäßigkeit der Nierencharakteristik für alle Frequenzen auf.<sup>3</sup>

Nach dem Zweiten Weltkrieg erschienen die ersten Kompaktmikrofone, welche erstmalig eine fest eingebaute Kapsel mit zwei Membranen enthielten, die durch verschiedene Beschaltung (s. o.) unterschiedliche Richtcharakteristika lieferten. Die ersten Großmembranmikrofone (Kapselgröße 1“) dieser Bauart waren *U47* und *M49* von Neumann/Berlin<sup>4</sup> sowie *C12* von AKG. Auch wurden erste Mikrofone mit ½“-Kapseln produziert, deren Gehäuse insgesamt entsprechend kleine Maße hatten. Dies war bei einer optisch diskreten Platzierung der Mikrofone von Vorteil, erforderte jedoch für die Erzeugung einer Nierencharakteristik spezielle Maßnahmen zur Kompensation der geringeren Abschattung rückwärtigen Schalls. Das von Firma Hiller 1946 bis 1949 hergestellte *M59* beinhaltete eine Kapsel mit Einsprechrichtung auf der Mikrofonachse, deren Rückwärtsdämpfung durch das Aufsetzen einer Scheibe – des so genannten Phasenrings – erhöht werden musste, um die Nierencharakteristik zu erreichen [LEMKE04]. Firma Schoeps entwickelte Anfang der 50er-Jahre eine mechanisch zwischen Kugel und Niere umschaltbare Kapsel, die ebenfalls einen Phasenring benötigte. Ab 1954 produzierte Neumann Modelle, welche die nötige Richtwirkung ohne Phasenring erreichten<sup>5</sup>, ab 1956 auch als schaltbare Doppelmem-



Abbildung 2-5.

Schoeps *CM51-U*  
mit Phasenring

<sup>1</sup> genaugenommen waren diese Kapseln erst mit der späteren Version *CMV 3a* verwendbar (siehe S.20)

<sup>2</sup> Die historisch auf Neumann zurückgehende Firma Microtech Gefell fertigt die *M7* u. a. für einige ihrer aktuellen Mikrofone.

<sup>3</sup> Daten entnommen aus der technischen Dokumentation der als ELA M 301/2, 302/2 & 303/1 von Telefunken vermarkten *CMV 3/3a* mit verschiedenen Kapseln [NEUMANN05]

<sup>4</sup> Neumann unterhielt nach dem Zweiten Weltkrieg je einen Standort in West-Berlin und Gefell (Thüringen) als getrennte Firmen, deren Produktlinien bald auseinander gingen. Neumann/Gefell wurde im Jahre 1972 zwangsenteignet und in „VEB Mikrofontechnik Gefell“ umbenannt. Unter dem DDR-Verbandswarenzeichen „RFT“ produzierte der Betrieb bis zum Ende der deutschen Teilung, 1990 wurde der Name in „Microtech Gefell“ geändert [MGFELL05b]. Für Betrachtungen ab 1972 bezieht sich die Bezeichnung „Neumann“ daher eindeutig auf die Berliner Firma.

<sup>5</sup> Diese wurden sowohl von Neumann/Berlin als auch Neumann/Gefell gebaut.

brankapseln in Analogie zur Großmembrantechnik. Schoeps stellte 1961 eine dreifach mechanisch umschaltbare Kapsel vor, die jedoch mit nur einer Membran arbeitete [SCHOEPS61]. Im Gegensatz zur elektrischen Zusammenschaltung zweier Druck-/Druckgradientenempfänger wurden die mechanisch umschaltbaren Kapseln bei Kugelcharakteristik zum „echten“ Druckempfänger und lieferten entsprechendes Verhalten bezüglich Frequenzgang und Linearität in den Höhen (siehe 3.2.1).

Zwischen Ende der 50er- und Mitte der 60er-Jahre gingen die Hersteller im Studioteknik-Bereich dazu über, vorwiegend das neu verfügbar gewordene Polyester<sup>1</sup> anstelle von anderen Kunststoffen oder Metall für ihre Membranen zu benutzen, da Herstellung und Verarbeitung weniger aufwändig und kostenintensiv waren und geringere Temperaturabhängigkeit der Eigenschaften (z. B. bei starker Bestrahlung durch Scheinwerfer in Fernsehstudios) bestand [GROLL04]. Neben der Weiterentwicklung des isolatorischen Kapselaufbaus zur Erhöhung der Betriebssicherheit folgten Verbesserungen und Abwandlungen der Übertragungseigenschaften hinsichtlich der Richtcharakteristik. Im Kleinmembransegment entstanden Modulare Systeme, die im Gegensatz zu den elektronisch erzeugbaren Zwischenstufen von Doppelmembrankapseln erstmals auch „echte“ Hyper-, Super- und breite Nierenkapseln mit nur einer Membran und entsprechenden Laufzeitgliedern beinhalteten, sowie speziell abgestimmte Kugelmembrankapseln mit Diffusfeldentzerrung, für Nahbesprechung optimierte Nierenkapseln usw. Neumann/Gefell fertigten für ihr SMS-Modularsystem auch Großmembrankapseln mit Nieren- bzw. dreifach umschaltbarer Charakteristik.

Das erste Stereomikrofon *SM2* wurde ab 1957 von Neumann/Berlin produziert und beinhaltete zwei fernumschaltbare Kleinmembran-Doppelkapseln, von denen die obere gegen die untere um einen Öffnungswinkel von bis zu 270° verdrehbar war. Später folgten das *SM69* mit zwei Doppelkapseln in Großmembrantechnik sowie als entsprechende Pendants *AKG C24*, Neumann/Gefell *ZUM64* und Schoeps *CMTS 501* (Kleinmembran).

Insgesamt wurden im Laufe der Zeit sowohl Klein- als auch Großmembrankapseln entwickelt, deren Richtcharakteristika sich für alle Frequenzen immer mehr dem Ideal annäherten. Dabei gehen jüngere Entwicklungen mitunter auf klassische Innovationen zurück und werden dem jeweiligen Anwendungszweck angepasst, jedoch gab es durch neu verfügbare Materialien und Produktionsprozesse auch Neuentwicklungen. Hinsichtlich der Methode der Polarisation blieben einige Hersteller (wie z. B. Neumann, Schoeps) der „Fremdpolarisation“ durch externe Gleichspannung treu, während andere (wie z. B. AKG) die Elektrettechnologie vorangetrieben haben.<sup>2</sup>

---

<sup>1</sup> Als Synonym werden oft Markennamen wie z. B. *Mylar* verwendet.

<sup>2</sup> Diese Technologie genoss seit ihrer Einführung in den 60er-Jahren keinen uneingeschränkt guten Ruf, da besonders frühere Produkte aus dem Heimanwender-Bereich schnell ihre Polarisation verloren und damit auch das Ansehen entsprechender Geräte der professionellen Studioteknik schwächten [PESCHEL05]. Durch moderne Produktionsmethoden konnte die Qualität jedoch nochmals gesteigert werden, sodass heutige Elektretkapseln eine sehr gute Langzeitstabilität aufweisen.

## 2.4 SCHALTUNGSTECHNIK

### 2.4.1 GRUNDLAGEN

#### 2.4.1.1 Dielektrischer Wandler

Wie für jeden Kondensator gilt auch für das aus Membran und Gegenelektrode bestehende System die Beziehung

$$U = \frac{Q}{C} \quad (2.1)$$

mit  $Q$  – Ladung,  $C$  – Kapazität,  $U$  – Spannung

Damit sich  $U$  in Abhängigkeit von  $C$  ändert, muss  $Q$  konstant gehalten werden. Diese „Ladungseinprägung“ wird klassischerweise durch eine Gleichspannung erreicht, die über einen hochohmigen Widerstand  $R_p$  angelegt wird. Dieser verhindert ein schnelles Umladen des Kondensators, bildet jedoch gleichzeitig mit der effektiv in Serie liegenden Ruhekapazität der Kapsel einen Hochpass. Abhängig von der im Bereich von ca. 20 bis 100 pF (Picofarad) liegenden Ruhekapazität

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{S}{x_0} \quad (2.2)$$

mit  $\epsilon_0$  – Dielektrizitätskonstante von Luft,  $S$  – Membranfläche,  
 $x_0$  – Abstand zur Gegenelektrode

wird der Widerstand so gewählt, dass die gewünschte untere Grenzfrequenz erreicht wird; in der Praxis findet man Werte von unter 100 M $\Omega$  bis 1 G $\Omega$  oder höher. Bei Verwendung eines durch Elektrettechnologie dauerpolarisierten Wandlers können Bereitstellung einer externen Gleichspannung und damit verbundene Bauteile entfallen. Die Spannungsänderung  $\Delta u$  am polarisierten Kondensator ergibt sich zu

$$\Delta u = U_0 \frac{\Delta c}{C_0} \quad (2.3)$$

mit  $U_0$  – Polarisationsspannung,  $\Delta c$  – Kapazitätsänderung

sodass für maximale Empfindlichkeit  $U_0$  und  $\Delta c$  möglichst groß,  $C_0$  möglichst klein sein muss. Die Kapazitätsänderung wird hervorgerufen durch die akustische Kraft  $F_A = pS$  nach der Beziehung

$$\frac{\Delta c}{C_0} = \frac{pS}{8\pi x_0 s} \quad (2.4)$$

mit  $p$  – auf die Membran wirksamer Schalldruck,  $s$  – Membransteife.

Des Weiteren wirkt auf die Membran auch eine elektrische Kraft

$$F_E = -C_0 \frac{(U_0 + \Delta u)^2}{2(x_0 + \Delta x)} \quad (2.5)$$

mit  $\Delta x$  – Auslenkung,

die mit steigender Auslenkung zur Gegenelektrode hin ( $\Delta x$  negativ) aufgrund der wachsenden Feldstärke in einer zusätzlichen Anziehung resultiert und der Rückstellkraft entgegenwirkt. Der quadratische Term für die Spannung zeigt hierbei nichtlineares Verhalten an. Liegt  $U_0$  jedoch um mindestens eine Größenordnung höher als  $\Delta u$ , so ist die Nichtlinearität vernachlässigbar [ZWICKER98 S. 152, GAYFORD94 S.37],<sup>1</sup> und man erhält nach kurzer Umformung die lineare Beziehung

$$F_E = -C_0 \frac{U_0 \Delta u}{x_0 + \Delta x} \quad (2.6)$$

$U_0$  kann jedoch nicht beliebig groß gewählt werden, da  $F_E$  sonst zu sehr ansteigt und die Membran irgendwann völlig an die Gegenelektrode herangezogen würde. In der Praxis liegt  $U_0$  bei Studiomikrofonen zwischen 40 und 100 V; beim Anlegen einer solchen Gleichspannung verändert die Membran ihre Position zumindest so weit, dass ein Unterschied von wenigen pF resultieren kann [BAUCH53]. Die Ausgangsspannung der Kapsel, deren Übertragungsfaktor je nach Aufbau und Polarisationsspannung ca. 10 bis 50 mV/Pa beträgt, kann bei hohem Schalldruck durchaus Spitzenwerte von einigen V erreichen.

#### 2.4.1.2 Impedanzwandler in Niederfrequenztechnik

Der Impedanzwandler wird der Kapsel unmittelbar nachgeschaltet und ist als ein- oder mehrstufiger Verstärker ausgeführt. Er soll möglichst arm an Rauschen und nichtlinearen Verzerrungen sein, einen großen Aussteuerbereich sowie im Zusammenwirken mit der Kapsel einen linearen Frequenzgang – ggf. mit zusätzlicher anwendungsbezogener Entzerrung wie z. B. für Diffusfeld-Mikrofonie oder Nahbesprechung – aufweisen. Der Eingangswiderstand  $R_E$  liegt effektiv parallel zu  $R_p$  und in Reihe zu  $C_0$  (Abb.2-6 rechts). Um die Kapsel möglichst wenig zu belasten und so einen linearen Frequenzgang zu wahren, muss dieser Eingangswiderstand sehr groß sein, weshalb man in der ersten Verstärkerstufe nur Feldeffekt-Transistoren (FETs) oder Elektronenröhren findet. Diese müssen möglichst geringe Werte bezüglich Leckstrom, Eigenrauschen und Eingangskapazität  $C_E$  aufweisen, bei Röhren gilt zusätzlich die Forderung nach Klingarmut (geringe elektronische Rückwirkung bei Erschütterung der Röhre). Durch seine Hochohmigkeit ist der Eingang des Verstärkers äußerst empfindlich gegen kleinste Ströme, was geringe Störspannungen der im Eingangskreis verwendeten Widerstände und Kondensatoren sowie hohe Anforderungen an die Isolationsfestigkeit der Kapselkonstruktion (dargestellt als  $R_{iso}$ ) verlangt. Vor einer Induktion durch äußere Störfelder schützen Einsprechkorb und restliches Gehäuse als faradayscher Käfig.

Die in  $C_s$  zusammengefassten Streukapazitäten zwischen Gehäuse, Kapsel und Zuleitungen zum Verstärker, die zusammen einige pF betragen können, liegen effektiv parallel zu  $C_E$  und bilden zusammen gegen die Kapselkapazität  $C_0$  einen kapazitiven Spannungsteiler; dies kann die Empfindlichkeit verschlechtern oder sogar Verzerrungen verursachen (siehe 3.2.2.3). Durch konstruktive Maßnahmen wie möglichst geschickte Leitungsführung und Verwendung von Materialien mit niedriger Dielektrizitätskonstante innerhalb der Kapsel können diese Einflüsse minimiert werden. Je höher der Gitter- bzw. Gate-Widerstand  $R_G$ , desto breitbandiger wird das Rauschen des Eingangskreises von den vorhandenen Kapazitäten kurzgeschlossen und somit verringert [BORÉ67]. Im Hinblick auf Lage und Stabilität des jeweiligen

<sup>1</sup> Wobei weitere Nichtlinearitäten bezüglich des Verhältnisses von Membranauslenkung zu Kapazitätsänderung ebenfalls nicht berücksichtigt werden: In Wirklichkeit ist die Auslenkung am Rand gleich Null, im Zentrum maximal, und dazwischen besteht ein nichtlinearer Verlauf. Da die Auslenkung jedoch um viele Größenordnungen unter Membrandurchmesser liegt, kann der Einfluss vernachlässigt werden. Gleichungen 2.5 und 2.6 beschreiben die Membran als im Ganzen mit mittlerer Auslenkung schwingende Fläche (Kolbenschwinger).

Arbeitspunktes der Röhre bzw. des FETs sind der Dimensionierung jedoch Grenzen gesetzt (s. u.). Erfolgt die Polarisation durch Gleichspannung an derselben Kapselseite, an der das Ausgangssignal  $\Delta u$  abgenommen wird, so schaltet

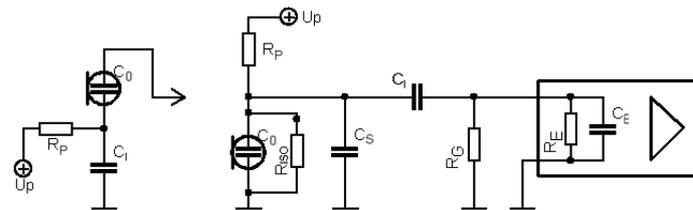


Abbildung 2-6. Ersatzschaltbild des Eingangskreises mit Störgrößen. Rechts: Polarisation von der Verstärkerseite, links: von der Gegenseite

man zur Gleichstromkopplung des Verstärkereingangs einen Kondensator  $C_i$  in Reihe, der groß gegen die Kapselkapazität ist und ab ca. einem Verhältnis  $C_0/C_i \leq 1/10$  den Frequenzgang nicht beeinträchtigt. Bei Polarisation von der Gegenseite (Abb.2-6 links) muss deren Massebezug für Wechselstrom erhalten bleiben, was ebenfalls durch einen genügend großen Kondensator gegen Masse erreicht wird.

Der Impedanzwandler stellt das Signal an seinem Ausgang üblicherweise mit ca. 200  $\Omega$  (bei einigen Modellen sogar unterhalb 50  $\Omega$ ) zur Verfügung; er fungiert also primär als Stromverstärker, wobei eine Spannungsverstärkung als „Nebenprodukt“ stattfinden kann. Der Eingangswiderstand des nachfolgenden Mikrofonvorverstärkers liegt in der Regel zwischen 1 k $\Omega$  und 2 k $\Omega$ , was die Belastung des Impedanzwandlers relativ gering hält sowie dem in der Studioteknik üblichen Prinzip der Spannungsanpassung von mindestens 1:5 genügt. Neben der Impedanzwandlung werden oft weitere Funktionen wie Vordämpfung, Hochpassfilter oder (bei Doppelmembrankapseln) Wahl der Richtcharakteristik integriert.

In der Praxis sind diverse Schaltungsvarianten anzutreffen – von der simplen Kombination eines einstufigen Röhren- oder Transistorverstärkers mit Ausgangsübertrager bis hin zur umfangreichen diskreten oder integrierten Halbleiterschaltung, evtl. sogar kombiniert mit einer Röhre. Hinsichtlich diesbezüglicher Grundlagen der Schaltungstechnik sei auf die einschlägige Literatur verwiesen.<sup>1</sup>

Die meisten klassischen Röhrenschaltungen in Kondensatormikrofonen basieren auf der Kathodenbasisschaltung einer Triode oder als Triode geschalteten Pentode,<sup>2</sup> auch Anodenverstärker genannt. Eine Schaltung als Kathodenfolger kann zwar besonders lineare Ergebnisse liefern, jedoch ist deren Ausgangsspannung vergleichsweise gering, da die Spannungsverstärkung aufgrund der prinzipbedingten Wechselstromgegenkopplung höchstens knapp unter 1 liegen kann. Für beide Schaltungsvarianten muss der Ableitwiderstand für das Steuergitter so gewählt werden, dass sich in Verbindung mit Nutz- und Streukapazitäten die gewünschte untere Grenzfrequenz, der vom Spannungsabfall des Gitterstroms abhängige Arbeitspunkt möglichst stabil in einem möglichst linearen Bereich sowie minimales Rauschen einstellen. Zusätzlich kann durch Unterheizung<sup>3</sup> und geringere Anodenspannung von den spezifizierten Betriebswerten der Röhre abgewichen werden, um günstigere Charakteristika bezüglich Rauschen und Eingangswiderstand zu erreichen. Die resultierende Veränderung der Ein- und Ausgangskennlinien kann dabei auch Änderungen der nichtlinearen Verzerrungen der Röhre zur Folge haben. Nicht zuletzt ergibt sich jedoch auch eine geringere

<sup>1</sup> z. B. [SKRITEK88, BALLOU02, BEUTH76, TIETZE80, HOROWITZ89] für Halbleiterverstärker und allgemeine schaltungstechnische Grundlagen sowie [BARKHAUSEN58, LANGFORD60, DICHIOL03, HOOD97] speziell für Röhrentechnik

<sup>2</sup> Dabei liegt das Schirmgitter auf Anodenpotential; abhängig vom Röhrentyp wird das Bremsgitter für minimales Rauschen mit Anode oder Kathode verbunden. Bei Schaltung als Pentode sind in der Regel parasitäre Kapazitäten und durch Leckströme hervorgerufenen Rauschen zu hoch, auch werden die Übertragungskennlinien weniger linear.

<sup>3</sup> Eine geringere Heizspannung setzt weniger Elektronen an der Kathode frei, woraus höhere Innenwiderstände und geringere Leckströme, aber auch niedrigere Verstärkung resultieren. Von der Beschaffenheit der Kathode hängt es ab, ob ein Röhrentyp mehr oder weniger stark bzw. überhaupt nicht unterheizt werden kann, ohne auf Dauer Schaden zu nehmen.

Leistungsaufnahme und somit eine geringere Wärmeentwicklung im Mikrofon. Aufgrund der Fertigungstoleranzen eines jeden Röhrentyps müssen die zu verwendenden Exemplare in jedem Fall genau auf gleich bleibende Eigenschaften bezüglich Rauschen, Verzerrungen, Verstärkung und Klingarmut selektiert werden. Das von der Röhre abgegriffene Signal wird zwecks Gleichstromentkopplung über einen Kondensator an einen Ausgangsübertrager geführt, der die im k $\Omega$ -Bereich liegende Ausgangsimpedanz des Anodenkreises auf die nominellen 200  $\Omega$  heruntertransformieren muss. Abhängig von der verwendeten Röhre und Art der Schaltung ist dafür ein Wicklungsverhältnis von ca. 5:1 bis 12:1 nötig, welches sich aus der Beziehung

$$\ddot{U}^2 = \frac{N_{pri}^2}{N_{sek}^2} = \frac{Z_{pri}}{Z_{sek}} \quad (2.7)$$

mit  $\ddot{U}$  – Übersetzungsverhältnis,  $N_{pri, sek}$  – Windungszahl von Primär- und Sekundärspule  
 $Z_{pri, sek}$  – Impedanz auf Primär- bzw. Sekundärseite

ergibt. Besonders bei Kleinmembranmikrofonen, wo der geringe Platz im Mikrofonkorpus nur sehr kleine Abmessungen des Übertragers zulässt, wird der Konstruktionsaufwand mit steigendem Übersetzungsverhältnis und steigender maximaler Primärspannung hoch, wenn parasitäre Größen und Einflüsse (siehe 3.2.2.1) minimiert werden sollen.

Analog zur Röhre kann ein FET in Source- oder Drainschaltung verwendet werden, wobei Schaltungsaufbau und Wirkungsweise prinzipiell sehr ähnlich sind. Gate, Drain und Source des FETs entsprechen dabei Gitter, Anode und Kathode der Röhre. Ein Hauptunterschied besteht in der Verwendung geringerer Spannungen und Ströme sowie dem Entfallen der Röhrenheizung. Mit einem Stromverbrauch von weit unter 1 mA bei 48 V sinkt die Leistungsaufnahme auf 30 mW oder weniger. Röhrenschaltungen arbeiten mit ca. der zwei- bis vierfachen Versorgungsspannung für den Anodenkreis und der 50- bis über 100fachen Gesamtleistung. FETs weisen extrem hohe Innenwiderstände sowie einen sehr kleinen, im Picoampère-Bereich liegenden Gate-Fehlerstrom auf, sodass sich hoher Eingangswiderstand und minimales Rauschen bei stabilem Arbeitspunkt gut realisieren lassen. Die im Vergleich zu Trioden höhere Verstärkungsreserve ermöglicht eine bessere Linearisierung der Übertragungskennlinie durch Spannungsgegenkopplung; dadurch sinkt zwar u. a. der Übertragungsfaktor, dies ermöglicht jedoch einen höheren Grenzschalldruck innerhalb desselben elektronischen Aussteuerbereichs, soweit keine Limitierung durch die wesentlich geringere Betriebsspannung des FET's zum tragen kommt. Aufgrund des viel geringeren Platzbedarfs von Halbleitern lassen sich auch mehrstufige Verstärkerschaltungen innerhalb des Mikrofongehäuses unterbringen.

#### 2.4.1.3 Impedanzwandler in Hochfrequenztechnik

Im Gegensatz zur Gleichspannungs-Polarisation der NF-Methode wird der Kapsel als kapazitiver Teil eines Schwingkreises eine Hochfrequenz eingeprägt. Je nach Schaltungsvariante verursacht die zeitliche Änderung der Kapazität eine Phasen- oder Amplitudenmodulation der HF-Schwingung. Nach Demodulation im Bezug auf einen Referenzschwingkreis ergibt sich das NF-Signal mit mittlerer Impedanz, die durch Ankoppeln einer oder mehrerer Verstärkerstufen auf die nominelle Ausgangsimpedanz verkleinert wird. Im HF-Teil der Schaltung werden Übertrager benutzt, der Ausgang des Impedanzwandlers ist jedoch im Allgemeinen „eisenlos“. Viele Parameter und Grenzen bezüglich Signalqualität und Schaltungsaufbau sind prinzipbedingt anders gelagert als beim NF-Impedanzwandler und sollen hier nicht näher betrachtet

werden. Andeutungsweise seien Aspekte wie Temperatur- und Langzeitstabilität des Schwingkreises sowie Nichtlinearitäten bei der Demodulation genannt.<sup>1</sup>

#### 2.4.1.4 Symmetrierung

Aus Gründen einer möglichst störungsfreien Übertragung zum Vorverstärker ist ein symmetrischer Ausgang des Impedanzwandlers notwendig. Die Symmetrierung kann auf verschiedene Art erfolgen. Übertrager werden dafür besonders in den klassischen einstufigen Röhren- und FET-Schaltungen genutzt, da sie dort ohnehin integraler Bestandteil der Impedanzwandlung sind; jedoch sind sie auch bei mehrstufigen Schaltungen anzutreffen. Ihre durch parasitäre Reaktanzen hervorgerufene Bandpass-Eigenschaft ermöglicht eine wirksame Unterdrückung von HF-Problemen. Damit diese Reaktanzen jedoch das Verhalten im Frequenz- und Zeitbereich innerhalb des Audiobandes nicht beeinträchtigen, muss die Dimensionierung des Übertragers genau auf die jeweilige Schaltung abgestimmt sein und das Mikrofon mit Nennlastimpedanz oder einer dieser möglichst nahe kommenden Impedanz betrieben werden.<sup>2</sup> In transistorisierten Impedanzwandlern wird es durch den geringen Leistungs- und Raumbedarf von Halbleiterschaltungen möglich, den Innenwiderstand durch zusätzliche Verstärkerstufen so weit zu verkleinern, dass ein einfacher konstruierter Übertrager mit geringer oder keiner Abwärtsübersetzung benutzt bzw. eine übertragerlose Ausgangsstufe realisiert werden kann. Letztere kann auf verschiedene Weise aktiv oder passiv ausgeführt sein (Details siehe 2.4.2.2), sie erfordert jedoch in jedem Fall einen ausgangsseitigen Schutz gegen HF-Einstreuung. Dies wird durch LC-Tiefpassglieder bewerkstelligt, deren Grenzfrequenz jedoch so hoch liegt, dass weder Amplituden- noch Phasenfrequenzgang im Audiobereich beeinträchtigt werden.

#### 2.4.1.5 Zusätzliche Funktionen

Um die Vielseitigkeit des Mikrofons zu erhöhen, können verschiedene Zusatzfunktionen implementiert werden, die direkt am Mikrophonkorpus oder an einem evtl. vorhandenen Netzteil einstellbar sind. Ein schaltbares Hochpassfilter zur Abschwächung von tieffrequentem Schall kann als frequenzabhängige RC-Kombination zwischen zwei Verstärkerstufen oder in einem Gegenkopplungszweig realisiert werden. Um einer Übersteuerung der Elektronik des Mikrofons oder auch des nachgeschalteten Vorverstärkers bei hohem Schalldruck entgegenzuwirken, ist eine Vordämpfung über den gesamten Frequenzbereich auf mehrere Arten möglich:

- Die Polarisationsspannung der Kapsel wird herabgesetzt, sodass ihr Übertragungsfaktor sinkt.
- Ein der Kapsel parallel geschalteter Kondensator bildet einen kapazitiven Spannungsteiler und verringert damit die Eingangsempfindlichkeit des Impedanzwandlers.
- Eine eventuell vorhandene Spannungsgegenkopplung wird erhöht, wodurch die Gesamtverstärkung sinkt und der Aussteuerbereich steigt.<sup>3</sup>

Ermöglicht die vorhandene Kapsel eine elektronische Variation der Richtcharakteristika, so werden die jeweils nötigen Verhältnisse der Polarisationsspannungen entsprechend schaltbar

---

<sup>1</sup> Eine detaillierte Abhandlung zum Thema findet sich in [GAYFORD94 S.158ff], die nötigen mathematischen Grundlagen behandelt z. B. [HERTER81 S.198ff].

<sup>2</sup> Dies bezieht sich hauptsächlich auf den Eingangswiderstand des nachfolgenden Vorverstärkers; bei sehr langen Kabelwegen können jedoch auch Kapazitäten zwischen Adern und Schirm (Masse) eine Rolle spielen.

<sup>3</sup> Im Gegensatz zu den beiden anderen Methoden wird der Dynamikbereich hierbei erweitert, anstatt bloß zu höheren Pegeln hin verschoben zu werden.

bzw. stufenlos regelbar gemacht. Eine fernsteuerbare Realisierung wird bei Röhrenmikrofonen über die Variation der Polarisationsspannung für eine der Elektroden durch ein Potentiometer oder durch abgestuft schaltbaren Widerstand am Netzteil realisiert. Bei phantomgespeisten Transistormikrofonen kann dies mittels einer speziellen Schalteinheit durch die Variation der gesamten Versorgungsspannung erfolgen, wenn der Impedanzwandler entsprechend vorbereitet ist [PEUS93].

### 2.4.1.6 Stromversorgung

Den Standard für halbleiterbasierte Impedanzwandler bilden Tonader- oder Phantomspeisung, wobei die Spannungsversorgung ausschließlich über die symmetrischen Signalleiter bzw. die symmetrischen Signalleiter und den Kabelschirm erfolgt.<sup>1</sup> Die Tonaderspeisung (DIN 45595) ist auf 9 V bis 12 V Gleichspannung bei maximal 10 mA spezifiziert, die Phantomspeisung (DIN 45596) erlaubt Spannungen im Bereich von 12 V bis 52 V bei 10 mA. Die Einspeisung in die Signalleitung erfolgt über paarig ausgesuchte Widerstände von 180  $\Omega$  für Tonader- bzw. 6,81 k $\Omega$  für Phantomspeisung; bei übertragergekoppeltem Vorverstärker kann Letztere auch an eine vorhandene Mittelanzapfung der Primärwicklung gelegt werden. Die mikrofonseitige Auskopplung aus der Signalleitung erfolgt bei Phantomspeisung in den meisten Fällen über zwei gleiche Widerstände oder Übertragermitte. Für die meisten Kapseln sind Polarisationsspannungen vorgesehen, welche die Versorgungsspannung übersteigen (im Falle der Tonaderspeisung gilt dies auch für die Betriebsspannung der Halbleiter). Zur Anhebung muss hier ein Gleichspannungswandler integriert werden.

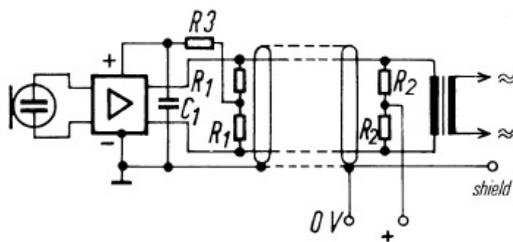


Abbildung 2-7. Phantomspeisung

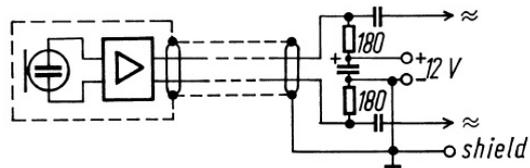


Abbildung 2-8. Tonaderspeisung

Röhrenmikrofone erfordern zur Erzeugung der benötigten Heiz-, Anoden- und Polarisationsspannungen stets ein eigenes Netzteil. Die Speisung des Impedanzwandlers erfolgt über vom Signal getrennte Adern eines Spezialkabels. Je nach Schaltungsauslegung können alle Spannungen getrennt im Netzteil bereitgestellt bzw. im Mikrofon durch einfache Spannungsteiler abgeleitet werden. Die Heizung erfolgt ausschließlich mit Gleichspannung, da Wechselspannung an dem hochohmigen und somit für Störfelder äußerst empfindlichen Eingang der Schaltung Brummeinstreuungen verursachen würde.<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Ein abweichender, in der ehemaligen DDR angewandter Standard (z. B. für SMS-System und PM-Serie von Neumann/Gefell bzw. RFT) sieht eine Speisung von 12 V über einen zusätzlichen vierten Leiter mit dem Schirm als Massebezug vor, was die Signalleitungen unberührt lässt, jedoch Spezialkabel erforderlich macht.

<sup>2</sup> Zum ordnungsgemäßen Betrieb muss die Heizspannung exakt eingestellt sein. Um den Spannungsabfall bei langen Kabeln kompensieren zu können, sind besonders in den Netzteilen älterer Mikrofonsysteme Potentiometer als regelbarer Längswiderstand in der Siebkette vorgesehen.



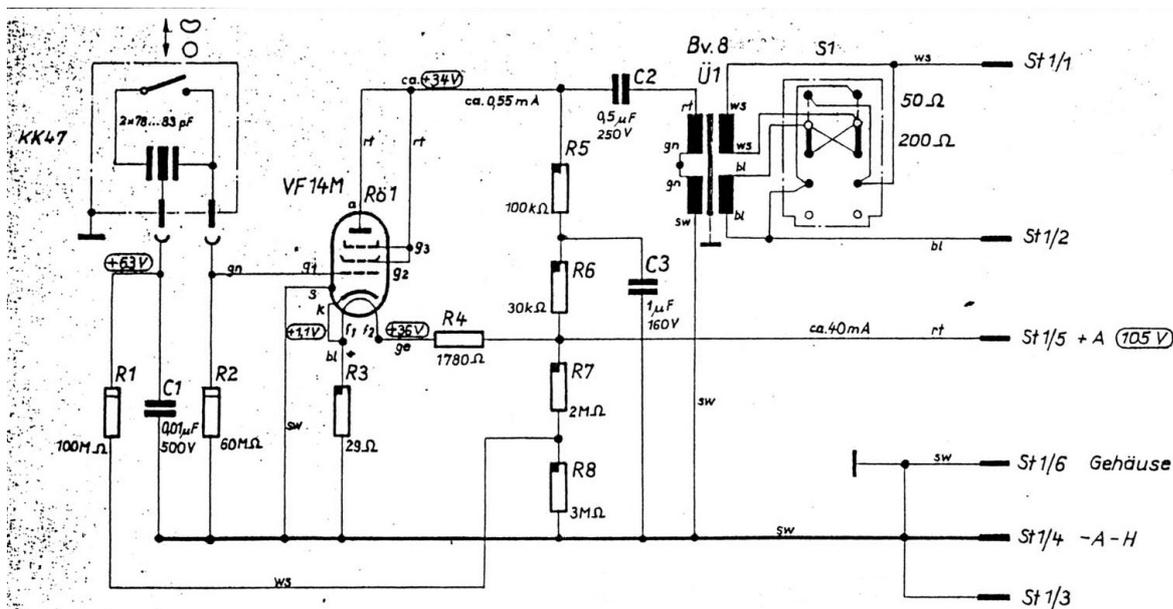


Abbildung 2-10. Neumann/Berlin U47, Schaltplan

Das erste Großmembranmikrofon mit umschaltbarer Charakteristik, U47 von Neumann/Berlin, enthielt die indirekt geheizte Pentode VF14 – eine Stahlröhre aus den 40er-Jahren, die im Vergleich zu früheren Röhren rauschärmer war, kompaktere Maße besaß und wegen ihrer höheren Klingfestigkeit weniger aufwändig elastisch gelagert werden konnte. Da die Anforderungen an Rauscharmut aufgrund der allgemeinen technischen Entwicklung jedoch zwischenzeitlich gestiegen waren, wurden zusätzlich sowohl Heiz- als auch Anodenspannung herabgesetzt, um die erforderlichen Grenzwerte zu erreichen (Abb. 2-10); die physikalische Beschaffenheit der Kathode der VF14 erlaubte sogar ein Unterheizen um 37 % (36 V statt der im Datenblatt spezifizierten 55 V [MEITZ05a]). In der Tat ergab sich ein für damalige Verhältnisse geringer Ersatzgeräuschpegel von 14 dB(A) für Nierencharakteristik [PEUS98] – zusammen mit dem hohen Feldübertragungsfaktor von 25 mV/Pa und einem Grenzschalldruck von 110 dB für 0,8 % Klirrfaktor ein Meilenstein der damaligen Entwicklung. Anoden- und Heizspannung der als Triode geschalteten Pentode sowie die Polarisationsspannung der Kapsel (63 V) wurden über R4 bis R8 durch Spannungsteiler zusammen aus einer einzigen Versorgungsspannung gewonnen<sup>1</sup>, was einen besonders einfachen Aufbau des Netzgerätes mit nur einer Siebkette erlaubte. Die Kapsel wurde zentral an der Gegenelektrode polarisiert; während die hintere Membran in Stellung „Niere“ elektrisch unwirksam war, wurde sie für Stellung „Kugel“ mit der vorderen Membran kurzgeschlossen.<sup>2</sup> Die Ausgangsimpedanz ließ sich durch Parallel- statt Reihenschaltung der Sekundärwicklungen des Ausgangsübertragers von 200 Ω auf 50 Ω herabsetzen. Diese – bald in vielen weiteren Mikrofonen verfügbare – Option diente der korrekten Anpassung an die in bestimmten Ländern (z. B. USA) abweichende Standard-Eingangsimpedanz der nachfolgenden Vorverstärker. Mit Maßen von 6,3 x 24 cm bei einem Gewicht von 700 g war das U47 als erstes Kompaktmikrofon bereits wesentlich handlicher als das CMV 3; als in den 50er-Jahren wiederum kleinere Kondensatoren verfügbar wurden, konnte man die Länge sogar noch um ca. ¼ reduzieren.

<sup>1</sup> R4, an dem 69 V bei fast 40 mA (= 70 W!) abfielen, lag als flacher Drahtwiderstand am Gehäuse, wodurch es sich beim Betrieb nicht unwesentlich erwärmte.

<sup>2</sup> Dadurch verringerte sich der Übertragungsfaktor der Kapsel, denn nun wirkten beide Membranen nicht nur als Signalquellen, sondern auch gegenseitig als kapazitiver Spannungsteiler, was einer Vordämpfung gleichkommt (siehe 2.4.1.5). Für Kugelcharakteristik sanken daher Übertragungsfaktor und Geräuschspannungsabstand etwas ab, jedoch erhöhte sich der Grenzschalldruck entsprechend.



überbrückte Kathodenwiderstand bewirkte nicht nur eine Stromgegenkopplung des Signals, sondern ermöglichte auch ein „Hochlegen“ des Ausgangsübertragers, dessen „kaltes“ Ende der Primärwicklung nicht mit Masse, sondern mit Kathodenpotential verbunden wurde. Die dadurch mögliche gleichzeitige Ansteuerung durch Anode und Kathode ermöglichte eine niederohmigere Ansteuerung des Übertragers, was bei gleicher Übertragergröße eine tiefere untere Grenzfrequenz und geringere nichtlineare Verzerrungen der tiefen Frequenzen bedeutete (vgl. 3.2.2.1). Der Feldübertragungsfaktor wurde mit 8 mV/Pa, der Grenzschalldruck mit 120 dB für 1 % Klirrfaktor angegeben [NGEFELL70]

Im Verlauf der 50er-Jahre wurde es mehr und mehr üblich, Solistenmikrofone sehr nahe an der Quelle zu positionieren, sodass durch den Nahbesprechungseffekt eine ungewünschte Bassanhebung sowie erhöhte Ausgangsspannungen der Kapsel auftreten konnten. Neumann/Berlin stattete daher das 1960 vorgestellte U67 (Abb. 2-13) neben einem einfach schaltbaren Hochpass auch mit der Möglichkeit einer Vordämpfung um 10 dB aus. Diese bestand in einer Parallelschaltung der Kapazität C10 zur Kapsel, wodurch ein kapazitiver Spannungsteiler gebildet und die Eingangsspannung am Gitter der Röhre EF86 herabgesetzt wurde. Die in Verbindung mit der relativ hohen Anodenspannung von 75 V resultierende Verstärkungsreserve wurde zur Verringerung der nichtlinearen Verzerrungen mittels einer „über-alles“-Gegenkopplung verwendet, die an vom Ausgang getrennten Sekundärwicklungen des Übertragers abgegriffen und über C2 und C3 zum spannungsmäßigen „Fußpunkt“ der Kapsel geführt wurde. Das Hochpassfilter war durch ein RC-Netzwerk im Anodenkreis realisiert, das mittels unterschiedlicher Beschaltung durch S1 bei 200 oder 40 Hz wirksam werden oder durch Auftrennen der Brücke S2 völlig aus dem Anodenkreis entfernt werden konnte. Die Tiefenbeschnidung war mit mehr als den mit einem einfachen RC-Glied realisierbaren 6 dB/Oktave angegeben, wodurch eine wirksame Unterdrückung tieffrequenten Störschalls bei gleichzeitiger Ausdehnung des Nutzbandes nach unten hin erzielt werden sollte. Anstatt einer Realisierung mittels LC-Glied wurde dies durch eine Kombination aus Gegen- und Mitkopplung auf die Kapsel realisiert, die in Form von weniger raumbedürftigen RC-Gliedern ausgeführt war: Von der Anode über S2 zum Summationspunkt für alle Rückkopplungen zwischen C2 und C3 entstand in Verbindung mit R5 ein Tiefpass erster Ordnung und somit eine frequenzabhängige Gegenkopplung für die Tiefen. Gleichzeitig bewirkte das Netzwerk

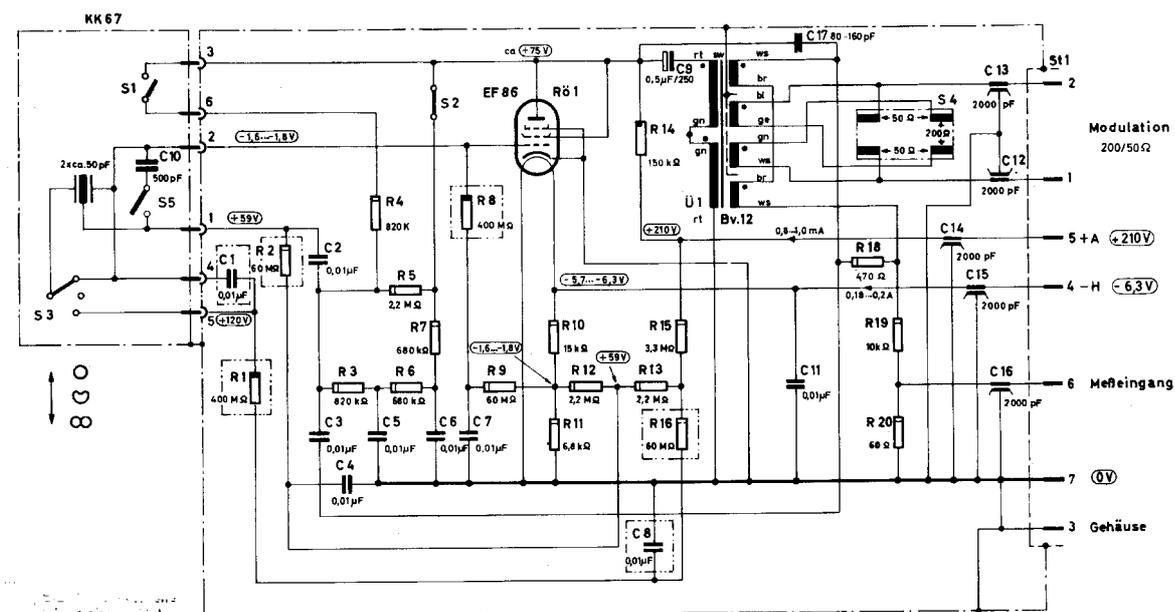


Abbildung 2-13. Neumann/Berlin U67, Schaltplan

R3/R6/R7/C5/C6 eine Resonanzspitze in dessen Cutoff-Bereich, die aufgrund seiner passiv kaskadierten RC-Glieder jedoch um 180° phasenverschoben war; die resultierende Mitkopplung überlagerte sich mit der Gegenkopplung so, dass ein steilflankigeres Filter mit tieferer Grenzfrequenz entstand [BORÉ60]. Bei geschlossenem Schalter S1 lag R4 effektiv parallel zu R5 und erhöhte so die Grenzfrequenz des Tiefenfilters. Da die im U67 verwendete Kapsel eine Überbetonung der Höhen aufwies,<sup>1</sup> wurde schließlich eine zusätzliche Gegenkopplung für hohe Frequenzen eingebaut, indem diese über C17 der „über-alles“-Gegenkopplung zusätzlich beigemischt wurden. Insgesamt ergab sich eine recht komplexe Schaltung, welche mit nur einer Verstärkerstufe verschiedene Rückkopplungen realisierte und deren Impedanzen so bemessen waren, dass sich im Zusammenwirken die gewünschten frequenzabhängigen und -unabhängigen Charakteristika einstellten. Die Vorteile der Frequenzbeschneidung mittels Rückkopplung bestanden im Vergleich zu bloßen frequenzabhängigen Spannungsteilern des Gitter- bzw. Anodenkreises in geringerem Rauschen bzw. gleich bleibender Eckfrequenz bei unterschiedlicher ausgangsseitiger Belastung durch verschiedene Vorverstärker. Der Grenzschalldruckpegel von 114 dB für 0,5 % Klirrfaktor ließ sich durch die Vordämpfung auf 124 dB erhöhen.

Die erste Spezialröhre für Mikrofone wurde bereits in den 40er-Jahren von Firma Hiller entwickelt, die sowohl Röhren als auch eigene Mikrofone herstellte [GITTEL04]. Die direkt geheizte Triode MSC2 war bei hohem Eingangswiderstand, geringer Anodenspannung und niedriger Leistungsaufnahme äußerst kling- und rauscharm. Sie besaß Subminiaturformat – war also nochmals kleiner als die zuvor erwähnten „normalen“ Miniaturröhren – und benötigte weder Sockel noch elastische Lagerung, sondern wurde direkt in die Schaltung eingelötet. Der so ermöglichte platz sparende Aufbau war besonders in Kleinmembranmikrofonen von Vorteil. Anfang der 50er-Jahre wurde die indirekt geheizte AC701 (siehe Abb. 2-15) als Nachfolger der MSC2 mit weiter verbesserten Werten und noch kleineren Maßen entwickelt; fast ausschließlich von Telefunken gefertigt, wurde sie Herzstück vieler Impedanzwandler der 50er- und 60er-Jahre.<sup>2</sup> Eine weitere Mikrofon-Spezialröhre war die in einigen Mikrofonen von Neumann/Gefell verwendete AC761 von RFT/Funkwerk Erfurt. In den Impedanzwandlern von Neumann, M49 (erstes stufenlos in der Richtcharakteristik regelbares Großmembranmikrofon) und M50 (spezielle Kugelcharakteristik durch in Plexiglaskugel eingelassene Kapsel) von 1949 bzw. 1951, kam zunächst die MSC2, später die AC701 zum Einsatz. Das erste Stereomikrofon SM2 von Neumann (1957) enthielt je eine AC701 pro Kanal und hatte nicht zuletzt durch deren Subminiaturformat recht kompakte Abmessungen.

Hinsichtlich der Miniaturisierung von Kleinmembranmikrofonen war bereits Mitte der 40er-Jahre eine bemerkenswerte Entwicklung zu verzeichnen. Im Jahre 1946 stellte Hiller das K59 vor, welches einen Durchmesser von nur 17 mm bei 75 mm Länge hatte [LEMKE04]. Im Mikrofongehäuse selbst waren außer der Kapsel nur die Röhre MSC2 sowie einige Widerstände vorhanden; die weiteren, voluminöseren Bauteile wie Kondensatoren und Ausgangsübertrager waren in einem gewissen Abstand in einer separaten, wesentlich größeren Kabeldose untergebracht, von der aus ein weiteres Kabel zum eigentlichen Netzteil führte. Schoeps realisierte die gleiche Idee 1952 mit dem M201 unter Benutzung der „normalgroßen“ Pentode EF94, woraus auch größere Abmessungen von 23 x 140 mm resultierten. Die

<sup>1</sup> Diese war bei Verwendung in anderen Mikrofonen aus Gründen der Diffusfeldentzerrung durchaus vorteilhaft, jedoch für ein auch im Nahfeld einzusetzendes Universalmikrofon nicht wünschenswert, da hier z. B. Frikativ- und Plosiv-Laute einer Stimme (s, sch, z, t etc.) nicht zusätzlich akzentuiert werden sollten.

<sup>2</sup> Ihre Versorgungsspannungen von 120 V und 4 V für Anode bzw. Heizung wurden Standard in deutschen Rundfunkanstalten; für diesen Standard brachten Neumann und Telefunken spezielle Versionen ihrer Mikrofone U67 und ELA M 250/251 E auf den Markt, die als M269 bzw. ELA M 250/51 (ohne Suffix „E“ für „Export“) die AC701 anstelle der jeweils anderweitig verwendeten Röhre enthielten.

maximale Kabellänge von wenigen Metern bis zum Ausgangsübertrager ergab sich aus dem Innenwiderstand des Anodenkreises in Verbindung mit der Kabelkapazität bei einer maximal zu übertragenden oberen Grenzfrequenz.

Das erste Kleinmembranmikrofon mit integriertem Ausgangsübertrager und kleinen Abmessungen von 21 x 120 mm war das 1953 eingeführte Neumann *KM53* mit AC701 und Kugelcharakteristik. Für eine akzeptable Aussteuerungsgrenze beim hohen gegebenen Innenwiderstand des Anodenverstärkers war eine aufwändige Konstruktion des Übertragers mit magnetisch besonders hochpermeablem Kernmaterial notwendig. Der Grenzschalldruck des *KM53* betrug 110 dB für 0,4 % Klirrfaktor. 1954 zog Schoeps mit dem Impedanzwandler *M221* nach, der Teil eines Modularsystems mit diversen zu verwendenden Kapseln war. Von Neumann/Berlin folgten *KM54* mit Nieren-, sowie *KM56* mit dreifach umschaltbarer Charakteristik, von Neumann/Gefell im Jahre 1958 das *M582*, das trotz seines Miniaturformats eine ähnliche Schaltung wie das *CMV563* enthielt, wenn auch mit wesentlich kleinerem Übertrager.

AKG wählte mit dem Anfang der 60er-Jahre eingeführten *C60* einen anderen Weg: Der Ausgangsübertrager wurde in das Netzteil verlegt, und die Röhrenstufe wurde als Kathodenfolger ausgeführt, sodass deren relativ niederohmiger Ausgang die gesamte Kabellänge zum Netzteil ohne Höhenverlust treiben konnte. Wegfallende Limitierung der Abmessungen und geringer Quellwiderstand vom Kathodenausgang ermöglichten einen geringen Konstruktionsaufwand des Übertragers mit niedrigem Übersetzungsverhältnis, jedoch war die unsymmetrische Leitungsführung vom Mikrofon zum Netzteil prinzipiell anfälliger für Störfelder (Abb. 2-14). Die verschiedenen gegen Masse schaltbaren Kondensatoren im Netzteil bildeten ein abgestuft wählbares Hochpassfilter.<sup>1</sup>

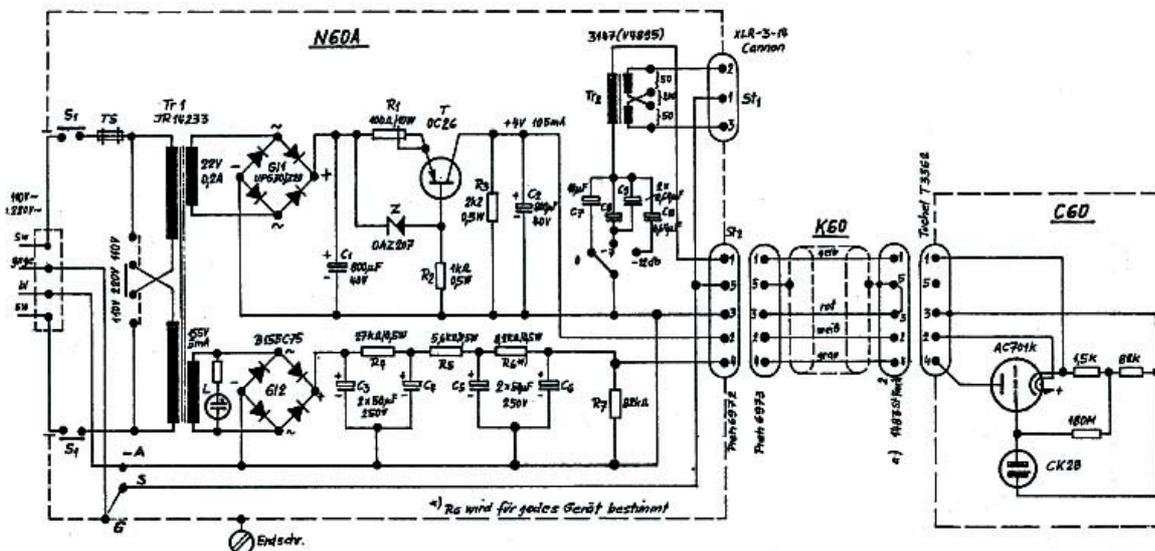


Abbildung 2-14. AKG C60 + Netzgerät, Schaltplan

<sup>1</sup> Am Beispiel des Netzgerätes ist der prinzipielle Aufbau einer Spannungsversorgung für Röhrenmikrofone zu erkennen: Jeweils getrennte Bereitstellung von Anoden- und Heizspannung über passive Siebkette (hier: für die Anodenspannung) oder aktive Stabilisierung (hier: für die Heizspannung). Der Abgleich von R6 diente dem Ausgleich von Toleranzen bezüglich Stromaufnahme der Röhre.

Die Tatsache, dass die überwiegende Mehrheit der Impedanzwandler trotz komplizierterem und somit teurerem Übertrager als Anodenverstärker ausgeführt wurde, ist neben dem bereits erwähnten Nachteil der unsymmetrischen Leitungsführung (bei Kathodenfolger mit externem Ausgangsübertrager) hauptsächlich auf die Bestrebung zurückzuführen, den Ausgangspegel bereits am Mikrofon möglichst groß zu machen, um die Notwendigkeit einer allzu hohen Vorverstärkung im Mischpult umgehen zu können [GROSSER04]. Obwohl beide Schaltungsvarianten eine Abwärtstransformation der Impedanz und damit auch der Spannung erfordern und der höhere Innenwiderstand des Anodenverstärkers eine stärkere Abwärtstransformation im Übertrager verlangt, wird dies durch die wesentlich höhere Ausgangsspannung des Anodenverstärkers im Vergleich zum Kathodenfolger mehr als kompensiert. Um das Signal auf Leitungspegel („Line“) anheben und so direkt auf einen Leistungsverstärker geben zu können, war beim Anodenverstärker bereits eine relativ geringe zusätzliche Verstärkung ausreichend. Eine demzufolge recht simple Vorverstärkerschaltung konnte für spezielle Versionen mancher Mikrofone direkt im Netzgerät integriert werden.<sup>1</sup> Impedanzwandler mit mehr als einer Röhrenstufe pro Kanal – etwa mit dem Ziel eines niederohmigeren Ausgangskreises – wurden in der Regel nicht realisiert, da sie die Abmessungen vergrößert, die Leistungsaufnahme erhöht und die damals im Wesentlichen nicht durch Löhne, sondern durch Bauteile bestimmten Kosten in die Höhe getrieben hätten.

Die gegen Ende der Röhren-Ära aufkommenden Nuvistoren, welche lediglich noch die Größe früherer Transistoren hatten, wurden nur vereinzelt in Impedanzwandlern verbaut. AKG verwendete eine Type anstelle der AC701 im Kleinmembranmodell C61 sowie im C12a (das in seiner Gehäuseform bereits dem Transistormikrofon C414 ähnelte). Neumann baute mit dem U64 eine Nuvistor-Version des KM64 und bot einen nuvistorbasierten Ersatz für die nicht mehr erhältliche VF14 im U47/48 an. Angesichts der Fortschritte in der Halbleitertechnik wurde das Augenmerk jedoch bald auf die Entwicklung von FET-Mikrofonen gerichtet.



Abbildung 2-15. Röhren RE 084k, VF14, EF86, AC701, 13CW4 (Nuvistor)

<sup>1</sup> Neumann/Gefell z. B. fertigte für seine Röhrenmikrofone eine Spezialversion des Standard-Netzgerätes N61, welche als N61V eine zusätzliche Verstärker-Platine in Halbleitertechnik enthielt. Neumann/Berlin hatte bereits in den 30er-Jahren für das CMV 3 einen speziellen Vorverstärker entwickelt, der in separatem Gehäuse zwischen Netzteil und Leistungsverstärker geschaltet werden konnte (siehe Dokumentation zum CMV-3a [NEUMANN05]).

### 2.4.2.2 Transistormikrofone

Der bipolare Transistor („Bipolar Junction Transistor“ = BJT) wurde im Jahre 1948 erfunden, der FET folgte 1952 [SJOBEMA99 S.16f]. Es dauerte jedoch über ein Jahrzehnt, bis Anfang der 60er-Jahre genügend rauscharme und thermisch stabile BJTs verfügbar waren, um sie in Impedanzwandlern für Kondensatormikrofone einsetzen zu können. Aufgrund ihres geringen Eingangswiderstandes im Vergleich zum FET kamen BJTs zudem nur für HF-Schaltungen in Betracht. Im Jahre 1962 brachte Sennheiser mit dem *MKH 104* das erste Transistormikrofon auf den Markt. Der HF-Impedanzwandler wurde mit 8 V Tonaderspeisung betrieben. Das 1963 vorgestellte *MKH 804* arbeitete mit einem Richtrohr und zielte besonders auf den Fernseh- und mobilen Bereich ab, wobei die erhöhte Betriebssicherheit im Vergleich zur hochohmigen NF-Technik besonders bei Außenanwendungen in Umgebungen mit hoher Luftfeuchtigkeit zum Tragen kam. Mit der MKH-Serie wurden 12 V als Standardspannung für Tonaderspeisung etabliert [ARASIN05]. Das Schoeps *CMT20* aus dem Jahre 1964 war das erste HF-Mikrofon für Phantomspeisung, wies eine übertragerlose Ausgangsstufe auf und wurde mit 8,5 V betrieben.<sup>1</sup> Der Nachfolger *CMT200* war sogar ohne ausgangsseitige Koppelkondensatoren ausgeführt. Als jedoch bereits wenig später genügend rauscharme FETs verfügbar waren, ging Schoeps wieder zum NF-Prinzip über, während Sennheiser die Entwicklung der HF-Technik entscheidend vorantrieb und in diesem Bereich bis heute führender Hersteller ist. Im NF-Bereich folgten nach den ersten ein- und zweistufigen Schaltungen bald immer komplexere Entwicklungen mit einer Vielzahl von Halbleiterelementen, was durch den geringeren Leistungsbedarf im Vergleich zur Röhre sowie durch fortschreitende Miniaturisierung, immer rauschärmere Transistoren und allgemein sinkende Preise für Bauteile möglich wurde. Das Eigenrauschen der Schaltungen wurde kontinuierlich herabgesetzt, die Übersteuerungsgrenze erhöht und somit der Dynamikbereich erweitert. Durch zunehmende Verwendung von Spannungsgegenkopplung wurde mehr und mehr erreicht, dass die nichtlinearen Verzerrungen innerhalb des Aussteuerbereichs nicht mehr graduell zum Punkt des Grenzschalldrucks hin anstiegen, sondern auch bis kurz vor der Aussteuerungsgrenze sehr klein blieben.

Im Jahre 1965 stellten Schoeps und Neumann/Berlin erste Kleinmembranmikrofone in NF-Technik vor. Die ersten Modelle von Schoeps waren als *CMT 30/40/50* für verschiedene Speisungsarten und -Spannungen erhältlich. Sie basierten auf einer gemeinsamen Grundschaltung für alle Modelle, die analog zur HF-Version der Schaltung weder Übertrager noch Koppelkondensatoren am Ausgang aufwies [VOLLMER05]. In leicht abgewandelter Form bildete die Schaltung auch die Basis für spätere Impedanzwandler (siehe S.32). Das erste NF-Kleinmembranmikrofon von Neumann/Berlin hieß *KTM* und arbeitete mit 12 V Tonaderspeisung. Mit der ab 1966 gefertigten *FET-80*-Serie führte die Firma eine Standardspannung von 48 V für Phantomspeisung ein, welche bald zum generellen Standard für die Speisung von Transistormikrofonen werden sollte. Die Tonaderspeisung für NF-Mikrofone konnte sich zunächst in bestimmten Anwendungsbereichen behaupten, da die geringe Versorgungsspannung von 9 bis 12 V günstiger durch Standard-Batterien erzeugbar bzw. leichter von der internen Betriebsspannung mobiler Aufnahmegeräte ableitbar war. Durch die Spannungszuführung auf nur einer Ader war es zudem leichter, unsymmetrische Verbindungen an nachfolgende Vorverstärker – wie sie damals noch häufiger anzutreffen waren – ohne zusätzlichen Bauteilaufwand herzustellen [VOLLMER05]. Allerdings musste die Speisung bei der Verwendung mit anderen Mikrofontypen abgeschaltet werden, da es sonst zu Störungen

<sup>1</sup> Der Wert von 8,5 V resultierte durch die zur Spannungsversorgung verwendeten 9-V-Standard-Batterien. In der Anfangszeit der Transistormikrofone kamen verschiedene Speisespannungen zur Anwendung, die 12 V – Speisung war mitunter auch als „inverse“ Variante (mit Pluspol am Kabelschirm) zu finden [VOLLMER05].

kommen konnte: Aufgrund des Potenzialunterschiedes der beiden Tonadern bestand z. B. bei dynamischen Mikrofonen die Gefahr eines nicht unerheblichen Gleichstromflusses durch den Ausgangsübertrager, der dessen Dynamikbereich einschränken sowie zur permanenten Vormagnetisierung des Kerns führen konnte (siehe 3.2.2.1). Da bei der Phantomspeisung zwischen den beiden Tonadern kein Potenzialunterschied bestand, konnten auch andere Mikrofone bei eingeschalteter Speisung betrieben werden, ohne dass Verzerrungen und Einschränkungen des Dynamikbereichs zu erwarten waren.<sup>1</sup> Ein Vorteil für den Schaltungsaufbau des Impedanzwandlers selbst bestand darin, dass sowohl Betriebsspannungen für die Halbleiter als auch Polarisationsspannungen direkt aus der relativ hohen Speisespannung von 48 V abgeleitet werden konnten. Zur Polarisierung mit höherer Spannung genügte ein simpler Aufbau des entsprechenden Gleichspannungswandlers, da hierbei keine Leistung umgesetzt werden musste.

Die Elektronik der FET-80-Serie von Neumann war als einstufiger Verstärker aufgebaut und umfasste Mikrofone wie *KM83* bis *KM86* mit den jeweiligen Kapseln der vorangegangenen Röhrenmodelle. Der prinzipielle Aufbau der Schaltung (Abb.2-16) war dem Pendant aus der Röhrentechnik recht ähnlich, jedoch arbeitete sie mit anderen Betriebsspannungen und etwas anderen Impedanzen. Die geringen Gate-Leckströme machten im Vergleich zu vorherigen Röhrenschaltungen einen größeren Ableitwiderstand R2 praktikabel, was zusammen mit ebenfalls erhöhtem Polarisationswiderstand R1 den Eingang des Impedanzwandlers noch hochohmiger und damit empfindlicher machte. Zusammen mit der kapazitiven Gegenkopplung vom Drain des FETs T1 (Source-Schaltung) über C2 zurück auf die Kapsel entstand ein frequenzunabhängiger Spannungsteiler, der einen niederohmigeren Abfluss für Störspannungen und somit geringeres Eingangsruschen ermöglichte, während die kapazitive Signalquelle der Kapsel entsprechend dem Verhältnis  $C_{\text{kapsel}}:C2$  verstärkt wurde [KERN70]. Mittels der als Pad schaltbaren Kapazität C9 konnte die Gegenkopplung erhöht und somit Verstärkung und Übersteuerungsgrenze herabgesetzt werden. Die Größenordnung des Ausgangswiderstandes der verwendeten Sourceschaltung war jener eines Anodenverstärkers bei Röhrentechnik ähnlich, sodass der Übertrager auch hier eine Abwärtstransformation zu leisten hatte, wobei die wesentlich geringere maximale Primärspannung allerdings eine einfachere Ausführung desselben ermöglichte. Die Versorgungsspannung für die Schaltung wurde über R9 und R10 aus der Modulationsleitung ausgekoppelt, Polarisationsspannung für die Kapsel und Betriebsspannung für den FET jeweils zweifach mit RC-Gliedern gesiebt und Letztere zusätzlich mit der Zenerdiode Gr1 stabilisiert. Um die damals nicht unwesentliche

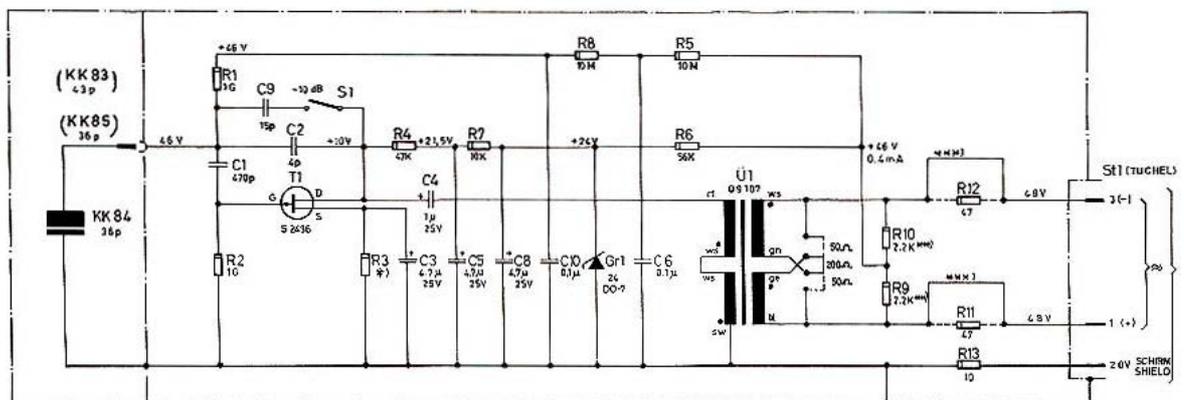


Abbildung 2-16. Neumann/Berlin KM 83/84/85, Schaltplan

<sup>1</sup> Durch das Auf- und Abstecken von Kabeln kann zwar kurzzeitig ein unsymmetrischer Zustand der Verbindung eintreten, wenn die Kontakte der beiden Tonadern nicht zum exakt gleichen Zeitpunkt zustande kommen, jedoch wird ein etwaiger Gleichstromfluss durch die großen Speisewiderstände ungleich stärker begrenzt, sodass keine nachteiligen Effekte zu erwarten sind.

Exemplarstreuung bei Halbleitern zu kompensieren, wurde der korrekte Arbeitspunkt durch Abgleich von R3 eingestellt. Im Vergleich zu ihren röhrenbestückten Vorgängern enthielten diese Transistor-Modelle doppelt so viele Bauteile bei gleichen Abmessungen und geringerem Gewicht, was vor allem durch die neu verfügbaren, sehr kleinen Tantal-Elektrolytkondensatoren ermöglicht wurde. Einige technische Daten waren 24 dB Ersatzgeräuschpegel, 120 dB Grenzschalldruckpegel (130 dB mit Vordämpfung), Gewicht 80 g.

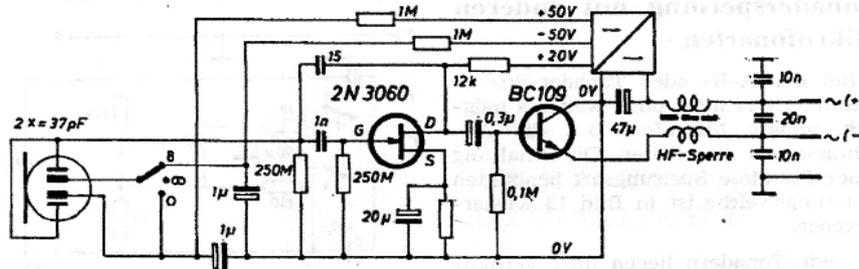


Abbildung 2-17. Neumann/Berlin KM76, vereinfachtes Schaltbild

Die ebenfalls 1966 eingeführte FET-70-Serie für Tonaderspeisung glich der FET-80-Serie im Hinblick auf die Eingangsschaltung, war ausgangsseitig jedoch ohne Übertrager ausgeführt. Abb. 2-17 zeigt ein etwas vereinfachtes Schaltbild für das KM76 mit dreifach umschaltbarer Richtcharakteristik. Die Verkleinerung der Ausgangsimpedanz sowie eine aktive Symmetrierung übernahm ein dem FET angekoppelter BJT als Emitterfolger, der nach dem Prinzip der „geteilten Last“ (engl. „split load“) mit Kollektor und Emitter jeweils eine Ader der Modulationsleitung trieb. Den Arbeitswiderstand stellten dabei die beiden 180- $\Omega$ -Widerstände in der externen Speiseweiche dar. Die ankommende Versorgungsspannung der „positiven“ Tonader wurde über den 47- $\mu$ -Kondensator vor dem BJT entkoppelt und einem Gleichspannungswandler zugeführt, der die erforderlichen Polarisations- und Betriebsspannungen bereitstellte. Der ausgangsseitige LC-Tiefpass zweiter Ordnung schützte den Impedanzwandler vor hochfrequenten Einstreuungen durch die Modulationsleitung. Insgesamt standen dem fehlenden Übertrager mehr Stromaufnahme und erhöhter Bauteil- und Fertigungsaufwand gegenüber, der Platzbedarf war in etwa gleich. Die Mikrofone der FET-70-Serie hatten durch die wegfallende Abwärtstransformation des Übertragers mit 26–30 mV/Pa (abhängig von der verwendeten Kapsel) einen fünffachen Feldübertragungsfaktor, jedoch war der Grenzschalldruck einige dB geringer, da die Übersteuerungsgrenze der BJT-Ausgangsstufe den limitierenden Faktor darstellte.

Das von Neumann/Berlin ab 1967 gebaute U87 war das erste Großmembranmikrofon in Halbleitertechnik. Es enthielt die Kapsel des U67 sowie eine an dessen Schaltung angelehnte Signalführung (Abb. 2-18). Die Gegenkopplung über die Kapsel war jedoch weniger aufwändig ausgeführt: Ausgehend von C9 bewirkte sie mit dem frequenzabhängigen Spannungsteiler R8/C6 und C5/R9/R10 lediglich einen Hochpass erster Ordnung, dessen Grenzfrequenz von 40 Hz durch Zuschalten von R2 auf 200 Hz erhöht werden konnte. Der durch die kleineren Bauteile frei gewordene Platz im Korpus wurde für ein Batteriefach verwendet, sodass das Mikrofon bei Bedarf unabhängig von einer externen Speisung betrieben werden konnte. Um mit der direkt aus der Phantom- oder Batteriespeisung abgeleiteten Polarisationsspannung von ca. 47 V auch eine „gegensinnige“ Polarisation beider Membranen für die Achtercharakteristik realisieren zu können, wurden die beiden Hälften der Mittelelektrode gegeneinander isoliert, sodass sie unterschiedliches Potenzial führen konnten.<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Die ab 1986 gebaute Version U87a enthielt statt des Batteriefachs einen Gleichspannungswandler zur Bereitstellung der Polarisationsspannung, wodurch diese von 47 V auf 60 V angehoben werden und das Polarisations- -> zu S.30

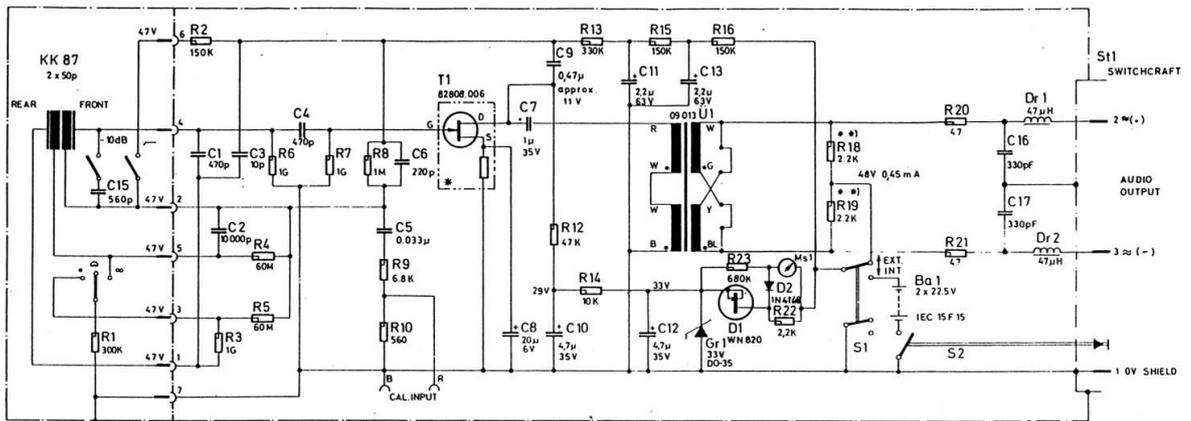


Abbildung 2-18. Neumann/Berlin U87, Schaltplan

AKG führte 1969 das Kleinmembranmikrofon C451 ein, das einen Impedanzwandler aus zwei Spannungsfolger-Stufen enthielt (Abb. 2-19): Der FET T1 in Drainschaltung arbeitete direkt auf den BJT T2 in Kollektorschaltung, der den Ausgangsübertrager Ü35 relativ niederohmig treiben konnte. Die Auskopplung der Phantomspannung erfolgte über die Übertragermitte und wurde den Transistorstufen direkt zugeführt, während die Polarisationsspannung durch einen Gleichspannungswandler erzeugt wurde (nicht abgebildet). In späteren Versionen wurden Hochpass und Vordämpfung als schaltbare Spannungsteiler zwischen T1 und T2 realisiert.

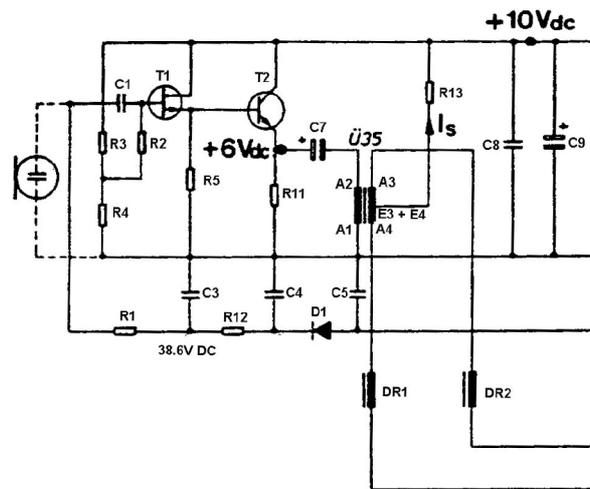


Abbildung 2-19. AKG C451, Schaltplan (Ausschnitt)

Das 1971 eingeführte Großmembranmikrofon C412 besaß eine recht ähnliche Signalführung; beim wenig später realisierten Nachfolger C414 EB (Abb. 2-20) arbeiteten Tr1 und Tr2 als Darlington-Stufe, gefolgt von einem aktiven Hochpass um Tr3, der als zweifach schaltbares Sallen-Key-Filter (12 dB/Oktave) ausgeführt war. Der Abgriff zum Übertrager erfolgte vom Emitter über C7, die Versorgungsspannung lag über R15 an.

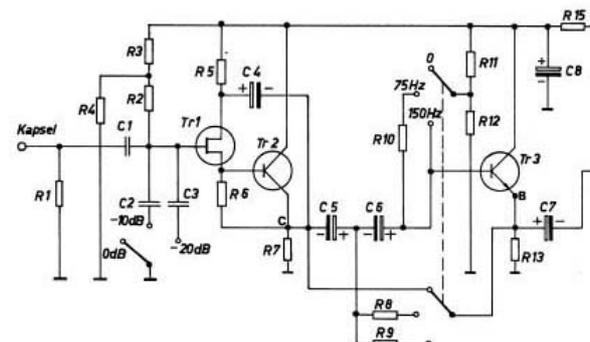


Abbildung 2-20. AKG C414 EB, Schaltplan (Ausschnitt)

-> von S.29 ma vereinfacht werden konnte. Der dadurch höhere Übertragungsfaktor ging mit etwas niedrigerem Grenzschalldruck einher, da die Elektronik von der stärkeren Wechselspannung der Kapsel eher in den nichtlinearen Bereich getrieben werden konnte.

Neumann/Gefell hatten bereits im Jahre 1969 ihr SMS-Modularsystem begründet, das verschiedene Klein- und Großmembrankapseln zur Verwendung mit verschiedenen Impedanzwandlern umfasste. Die Ankopplung des Ausgangsübertragers war an die Vorgängermodelle in Röhrentechnik angelehnt, jedoch war die Schaltung zweistufig aus FET in Source- und BJT in Emitterschaltung aufgebaut. Der Impedanzwandler MV690 wies in der zweiten Stufe noch einen Germanium<sup>1</sup>-BJT auf, der 1972 eingeführte MV691 (Abb. 2-21) verfügte bereits über einen rauschärmeren und temperaturstabilen BJT der Silizium-Generation.

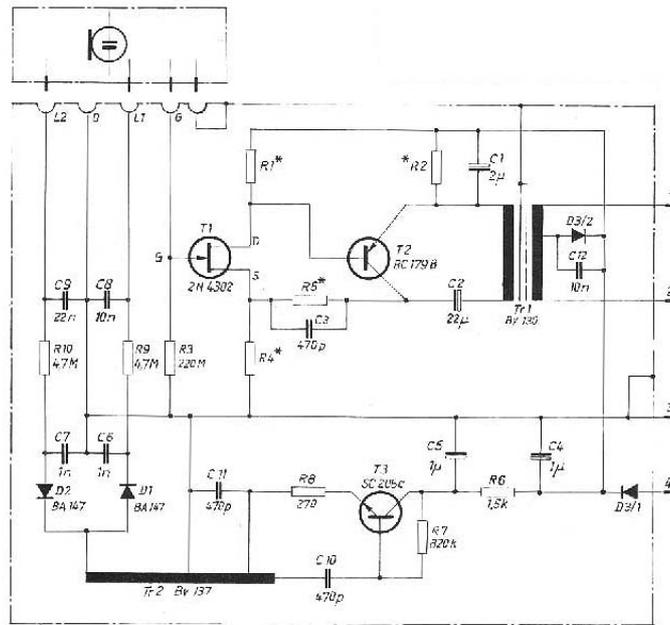


Abbildung 2-21. Neumann/Gefell MV691, Schaltplan

Die Spannungsgegenkopplung vom Kollektor von T2 über R5/C3 zurück auf Source von T1 bewirkte eine Linearisierung innerhalb des Aussteuerbereichs und ermöglichte eine höhere maximale Eingangsspannung sowie eine geringere Quellimpedanz für die Ansteuerung des Übertragers. Letzteres bedingte eine geringere Abwärtstransformation, was wiederum eine höhere maximale Ausgangsspannung ermöglichte. Zur Kompensation der Exemplarstreuung des FETs wurden die mit \* gekennzeichneten Widerstände abgeglichen. Dieser Abgleich wurde im Nachfolger MV692 erleichtert: Er enthielt einen integrierten Baustein, der T2 und ein Netzwerk aus verschiedenen Widerständen umfasste, welches unterschiedliche Abgriffe zur Einbindung in die Schaltung aufwies. Daneben umfasste er Vordämpfung und Tiefenbeschneidung mittels Parallelkapazität von Gate von T1 gegen Masse (Pin3) bzw. einer zu C2 alternativen, kleineren Kapazität. Die Versorgungsspannung von 12 V wurde den Impedanzwandlern durch den dritten Leiter (Pin 4) eines dreiadrig abgeschirmten Kabels zugeführt, die Polarisationsspannungen mittels internen Gleichspannungswandlers erzeugt. Die zweite Polarisationsspannung war für die Verwendung der Großmembrankapsel UM70 mit dreifach umschaltbarer Charakteristik vorgesehen. Da die Gehäusemaße der Impedanzwandler das Format von Kleinmembranmikrofonen aufwiesen, ergab sich aus dieser Kombination ein Großmembranmikrofon mit recht kompakten Abmessungen.

Impedanzwandler von Schoeps arbeiteten bereits in den 60er-Jahren mit einer übertragerlosen Schaltung für Phantomspeisung (s. o.), die auch Grundlage für das 1973 eingeführte *Colette*-System war (Abb. 2-22): Der FET T1 arbeitete symmetrisch auf die paarig ausgesuchten BJTs T2 und T3, welche jeweils eine Ader der Modulationsleitung trieben. Analog zur Tonaderspeisung stellten die externen Einspeisungswiderstände ( $R_s$ ) der Phantomspeisung die Arbeitswiderstände dar, sodass die sich aus dem effektiv parallel liegenden Eingangswiderstand des nachfolgenden Vorverstärkers ergebende Gesamtimpedanz den Grad der Gegenkopplung (hier: Strom- oder „Serien“-Gegenkopplung) bestimmte. Die Betriebsspannung wurde durch das rechts von T2 und T3 dargestellte Netzwerk gesiebt und stabilisiert, der unterhalb dargestellte Gleichspannungswandler stellte die Polarisationsspannung

<sup>1</sup> Germanium war das Halbleitermaterial der ersten BJT-Generation. Seit den 60er Jahren werden die Halbleiter auf Basis von Silizium gefertigt.

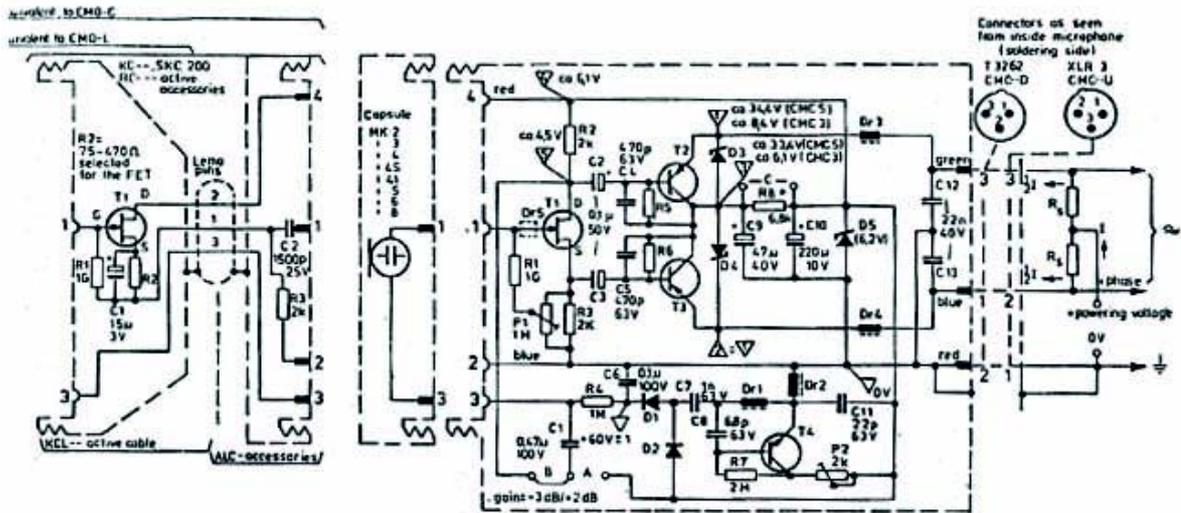


Abbildung 2-22. Schoeps CMC 3 / CMC 5, Schaltplan

von 60 V über R4 bereit. Der diesem parallel liegende Kondensator C1 bildete einen wechsellspannungsmäßigen Kurzschluss für die polarisierte Seite der Kapsel und stellte über weitere Kondensatoren deren Massebezug her – in Schalterstellung „A“ über C10, in Stellung „B“ über C2, C4 und C9. Stellung „B“ schaltete eine Spannungsgegenkopplung vom Drain von T1 über C1 und die Kapsel, wodurch die Ausgangsspannung um 5 dB bedämpft und der Grenzschalldruck entsprechend erhöht wurde. Eine vom restlichen Gehäuse abgesetzte Platzierung der Kapsel ohne Einbußen der Signalqualität wurde durch das „aktive Kabel“ ermöglicht: Durch den geringen Platzbedarf einer Transistorstufe konnte eine zusätzliche, direkt in die Kapsel integrierte Impedanzwandlung realisiert werden, deren Ausgangswiderstand eine gewisse Kabellänge zum eigentlichen Impedanzwandler erlaubte. Der Ausgangswiderstand der Gesamtschaltung entsprach mit  $35 \Omega$  einem Bruchteil des sonst üblichen Wertes, was das Treiben langer Kabelwege zwischen Mikrofon und Mischpult ohne Höhenverlust gewährleisten sollte. Die maximale Ausgangsspannung für weniger als 0,5 % Klirrfaktor betrug ca. 1 dBu.

Bereits im Jahre 1969 hatte Neumann/Berlin einen transistorisierten Nachfolger für das erfolgreiche U47 vorgestellt: Das *U47fet* besaß das gleiche Gehäuse, jedoch eine Supernieren-Kapsel sowie im Gegensatz zur einstufigen Röhrenschaltung einen komplexeren Impedanzwandler. Ein FET, an Source und Drain mit als Stromquelle bzw. „aktive Last“ wirkenden BJTs beschaltet<sup>1</sup>, arbeitete auf eine zweite Verstärkerstufe in Emitterschaltung, von deren Ausgang eine globale Spannungsgegenkopplung zurück auf die Kapsel geführt wurde. Insgesamt resultierte ein weiter linearer Aussteuerbereich und höhere Verstärkung. Dadurch wurde wiederum eine stärkere Gegenkopplung praktikabel, welche zusätzlich linearisierend wirkte und die Ausgangsimpedanz für die Ansteuerung des Übertragers herabsetzte. Der Dynamikumfang von 117 dB(A) lag bereits oberhalb des von 16-Bit-AD-Wandlern theoretisch erreichbaren Wertes. Das 1980 eingeführte *U89* mit 5 wählbaren Richtcharakteristika enthielt die Schaltung in leicht abgewandelter und erweiterter Form (Abb. 2-23): T2 und T3 stellten die Stromquellen für T1 dar, der weitere Signalfloss erfolgte über die Emitterstufe T5 mit zugehöriger Stromquelle T4 durch einen dreifach schaltbaren Tiefpass erster Ordnung auf T6 in Kollektorschaltung. T6 diente als Pufferstufe für den Tiefpass und stellte eine lastunabhängige Grenzfrequenz sicher, ermöglichte aber auch eine niederohmigere Ansteuerung des Ausgangsübertragers. Um größere Pegel möglichst unverzerrt verarbeiten zu können, war T6 mit einem

<sup>1</sup> Zur Wirkungsweise siehe z. B. [TIETZE80 S. 53ff]

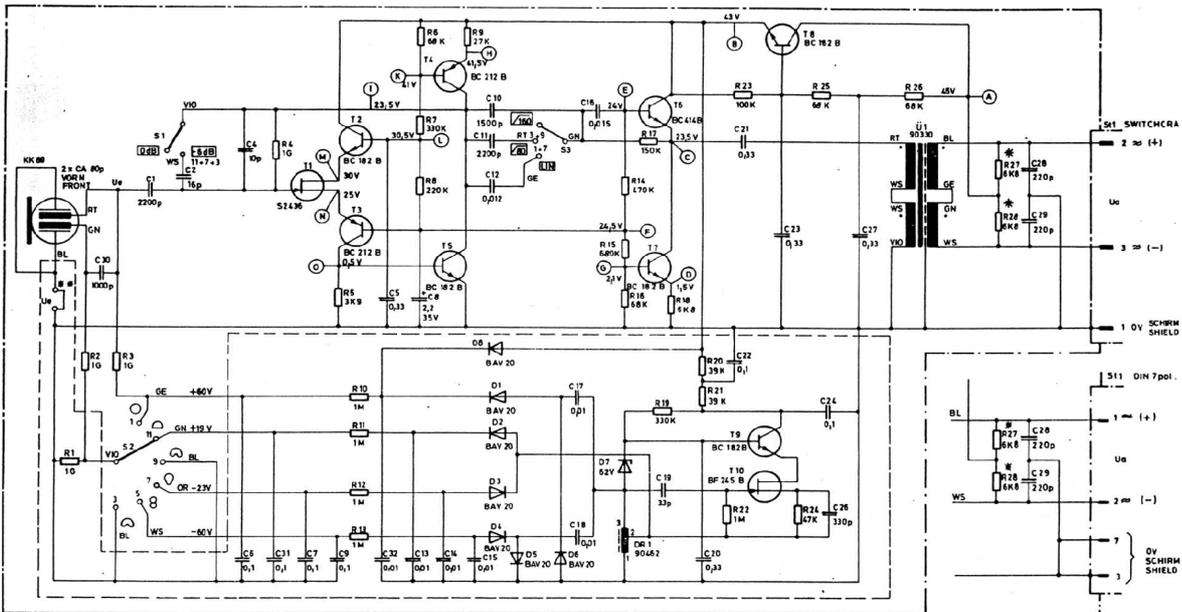


Abbildung 2-23. Neumann/Berlin U89, Schaltplan (unterer Teil: Gleichspannungswandler für die Polarisationsspannungen)

„steuerbaren Emitterwiderstand“<sup>1</sup> T7 versehen, wodurch ein resultierender Grenzschalldruck von 134 dB (140 dB mit Vordämpfung) erreicht wurde.<sup>2</sup> Das Netzwerk um T8 realisierte eine aktive Siebung der Versorgungsspannung.

Drei Jahre später stellte Neumann mit dem *TLM 170* ein übertragerloses Großmembranmikrofon vor, das bereits einen Grenzschalldruck von 142 dB (152 dB mit Vordämpfung) bei einer hohen maximalen Ausgangsspannung von 10 dBu und weiter reduziertem Ersatzgeräuschpegel von 13 dB(A) aufwies. Die Eingangsstufe bestand aus zwei FETs in kaskodienähnlicher Schaltung, welche mit einer weiteren Verstärkerstufe auf  $V=1$  gegengekoppelt war (Abb. 2-24).<sup>3</sup> Die Vordämpfung wurde durch Herabsetzen der Ausgangsspannungen des Gleichspannungswandlers und somit Reduktion der Polarisationsspannungen erreicht. Der

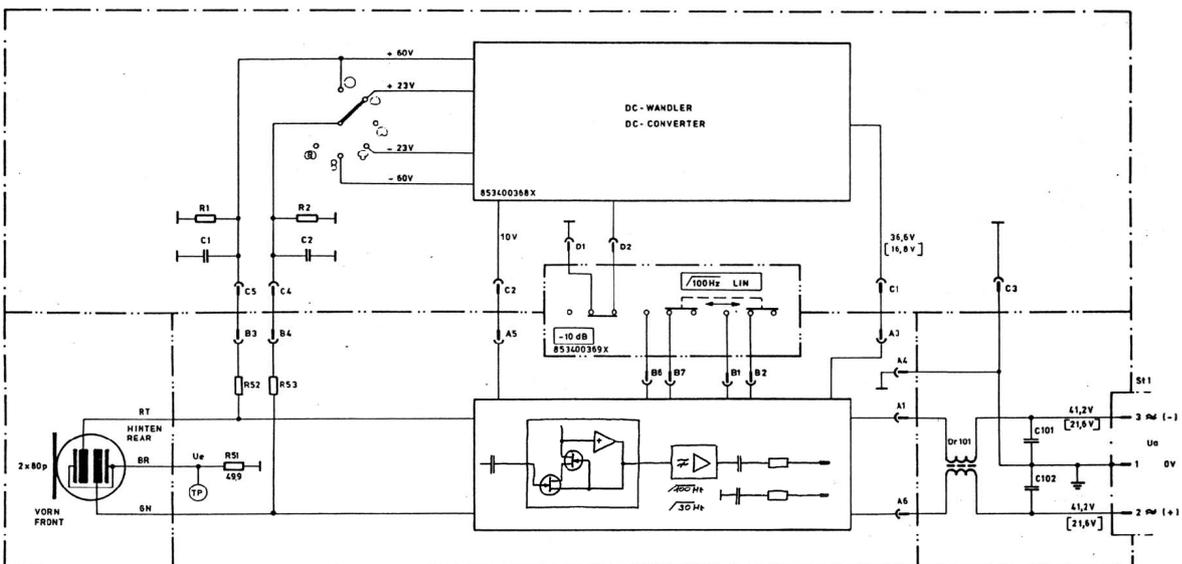


Abbildung 2-24. Neumann/Berlin TLM170, Blockschaltbild mit Ergänzungs-Grafik aus [PEUS1983] im NF-Block

<sup>1</sup> Siehe dazu z. B. [DICKREITER78 S.734f]

<sup>2</sup> Dies lag bereits oberhalb der Schmerzgrenze des menschlichen Gehörs, brachte jedoch Vorteile bei der Nahfeld-Mikrofonie sehr lauter Quellen.

<sup>3</sup> hier:  $V$  = Spannungsverstärkung. Bei  $V=1$  findet keine Verstärkung statt, die Gegenkopplung ist also maximal.

ebenfalls auf  $V = 1$  gegengekoppelte zweite Verstärkerblock beinhaltete neben einem schaltbaren Hochpass auch eine Gegentaktendstufe (= AB-Betrieb), die höchste Aussteuerbarkeit bei sehr kleinem Ruhestrom ermöglichte, sowie einen „quasi-symmetrischen“ Ausgang: Die Endstufe arbeitete lediglich auf eine der beiden Modulationsleitungen, die zweite war passiv so gegen Masse abgeschlossen, dass ihre Impedanz der aktiv getriebenen glich. Durch die starke Gegenkopplung konnte die Ausgangsimpedanz so weit herabgesetzt werden, dass sie nur mehr  $50 \Omega$  betrug, was nahezu gleich bleibende Eigenschaften beim Betrieb mit unterschiedlichen, durch Kabellänge und Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers dargestellten Lastimpedanzen gewährleisten sollte. Durch das Fehlen eines Übertragers konnten tiefste Frequenzen verzerrungsarm mit hohem Pegel übertragen werden.

Der Beitrag von AKG zur Kategorie der hoch aussteuerbaren Großmembranmikrofone war das ab 1986 produzierte *C414 B*, das zwar den Namen des Vorgängers aus den 70ern trug, elektronisch gesehen jedoch eine völlige Neuentwicklung war (Abb. 2-25). Die Eingangsstufe aus den zwei FETs T101 und T102 basierte auf einem ähnlichen Ansatz wie dem beim TLM170 realisierten: ihre Stabilisierung und Linearisierung wurde durch die Stromquellen bzw. „aktiven Lasten“ T103 und T104 erreicht. Die Ausgangsstufe aus Differenzverstärker (T1/T2/T3), Treiberstufe (T6/T7) und AB-Endstufe (T9/T10) entsprach einem diskret<sup>1</sup> aufgebauten Operationsverstärker. Sie bildete mit dem Gegenkopplungsweig durch R2 und dem vorgelagerten RC-Netzwerk um S2 ein dreistufig schaltbares Filter, das in Stellung „Lin“ die tiefsten Frequenzen (- 3 dB bei 20 Hz) mit 6 dB/Oktave abschwächte sowie eine stärkere Tiefenbeschneidung bei 75 bzw. 150 Hz mit 12 dB/Oktave liefern konnte. Die Stromquellen T4/T5/T8 trugen wiederum zu Linearität und Stabilisierung bei, R9 diente dem Abgleich der AB-Stufe auf minimale Verzerrungen. Das *C414 B* war in zwei Versionen erhältlich, die neben unterschiedlich abgestimmten Kapseln auch verschiedene Ausgangsschaltungen aufwiesen: Bei der Version *C414 B-ULS* übernahm die Symmetrierung ein hoch aussteuerbarer Ausgangsübertrager mit Übersetzungsverhältnis nahe 1:1, der die maximale Ausgangsspannung des Verstärkers von ca. 10 dBu (entsprechend einem Grenzschalldruck von 140 dB bei 12,5 mV/Pa Feldübertragungsfaktor) jedoch nicht bis hinunter zu tiefsten Frequenzen ohne merkliche Verzerrungen verkräften konnte. Der Grenzschalldruck für den *gesamten* Frequenzbereich war daher mit 6 dB weniger angegeben.<sup>2</sup> Die Version *C414 B-TLII* wies diese Limitierung nicht auf, da der Übertrager durch eine simple quasisymmetrische Ausgangsbeschaltung ersetzt war (Abb. 2-26). R121 und R122, deren Werte praktisch den ohmschen Verlusten im Übertrager entsprechen, wurden dabei zur Wahrung der Verhältnisse bezüglich Frequenzgang und Impedanzen eingesetzt, sodass die Ausgangsimpedanz für beide Versionen  $180 \Omega$  betrug. Die zweifach schaltbare Vordämpfung um 10 bzw. 20 dB erfolgte in der ersten Stufe durch Herabsetzen der Polarisationsspannung, in der zweiten durch zusätzliches Schalten der Parallelkapazität C104 gegen Masse. Mit maximaler Vordämpfung betrug der Grenzschalldruckpegel mithin 160 dB.

<sup>1</sup> diskret = Aufbau aus einzelnen Bauelementen, das Gegenteil zu integrierten Schaltungen (IC's)

<sup>2</sup> Trotzdem wurde speziell von Rundfunkanstalten ein übertragersymmetrierter Ausgang gewünscht, u. a. weil interne Bestimmungen eine galvanische Trennung der Mikrofonleitung forderten [PESCHEL05].

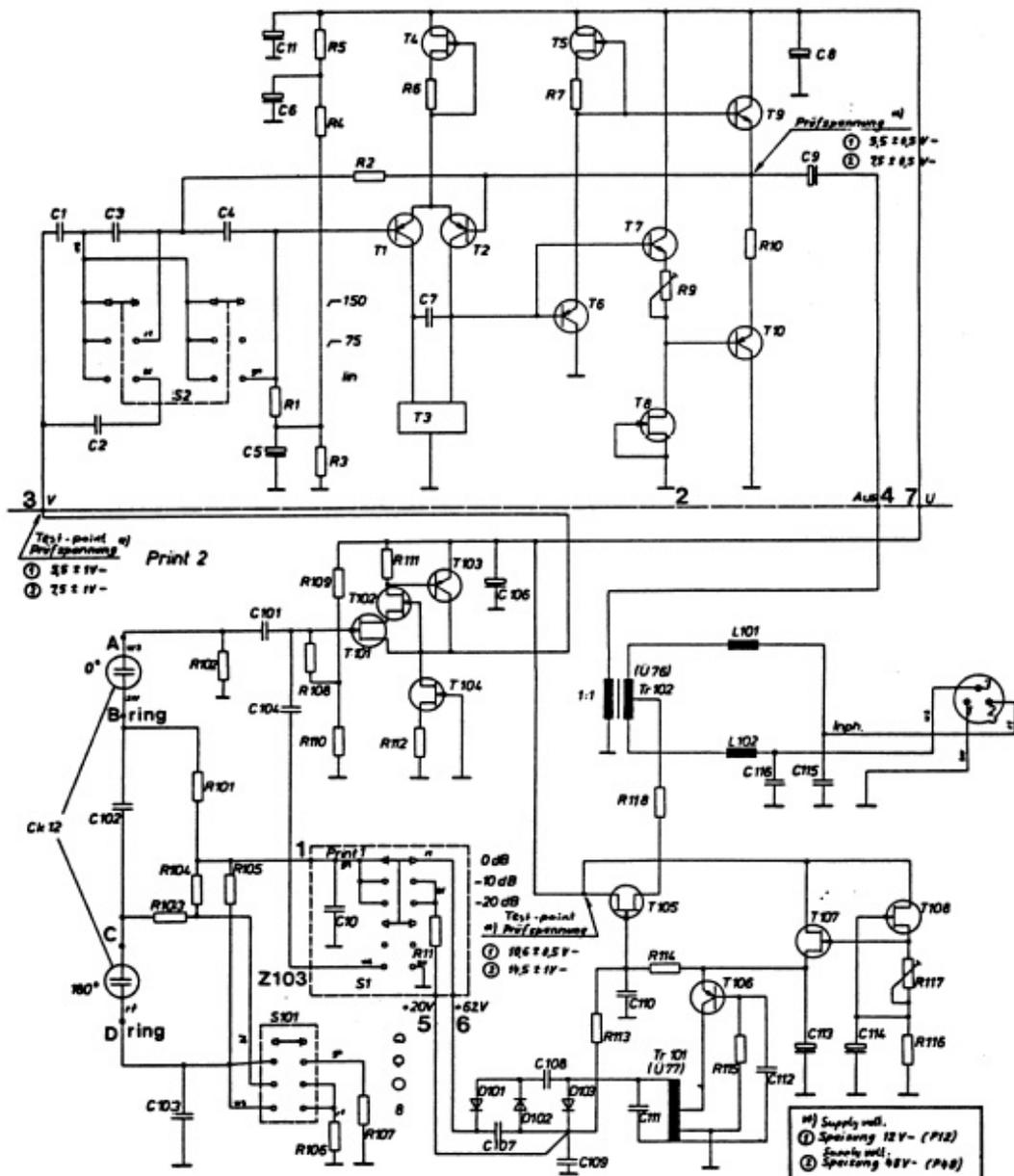


Abbildung 2-25. AKC C414 B-ULS, Schaltplan

Mit der immer weiter fortschreitenden Miniaturisierung hielt die SMD-Technik<sup>1</sup> Einzug in die Gestaltung von Kondensatormikrofonen: So entwickelte z. B. Neumann Hybridbausteine, auf denen jeweils die gesamte Schaltung für Impedanzwandler, Gleichspannungswandler etc. untergebracht war. Dies erlaubte einen einfachen, „Baukasten“-ähnlichen Aufbau eines jeden Mikrofons sowie eine automatisierte und somit wirtschaftlichere Fertigung der Bausteine. Der ab 1988 im Kleinmembran-Modularsystem *KM100* verwendete Baustein war klein genug, um direkt in das jeweilige Kapselgehäuse integriert werden zu können. Der restliche, auch abgesetzt von der Kapsel platzierbare Gehäuseteil beherbergte den Gleichspannungswandler-Baustein sowie die übertragerlose Ausgangsschaltung (Abb. 2-27). Der Dynamikumfang konnte auch

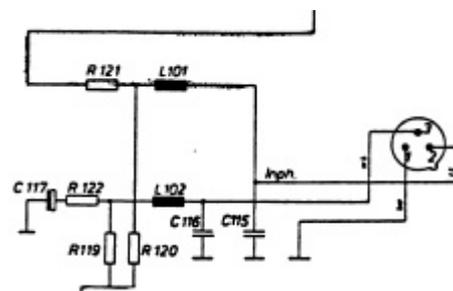


Abbildung 2-26. C414 B-TLII, Ausgangssection

<sup>1</sup> SMD = „Surface Mount Design“, eine besonders platzsparende Form der gedruckten Schaltung, deren äußerst kleine Bauelemente direkt auf die Oberfläche der Platine gelötet werden

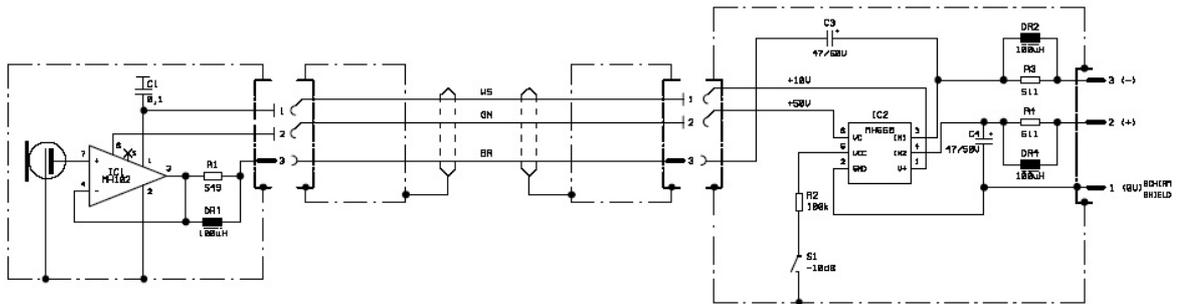


Abbildung 2-27. Neumann/Berlin KM100, Schaltplan

für die Verhältnisse im Kleinmembran-Segment weiter gesteigert werden: Für Nierencharakteristik betrug der Grenzschalldruck 138 dB, der Ersatzgeräuschpegel 16 dB(A).

Die von Schoeps im Jahre 1994 vorgestellte CCM-Serie ging in der Miniaturisierung noch einen Schritt weiter, indem die gesamte Elektronik einschließlich Ausgangsschaltung und Gleichspannungswandler mit im Kapselgehäuse untergebracht wurde. Dadurch war das Signal bereits an dessen Ausgang symmetrisch, und die Länge des Gehäuses stieg nur auf knapp das Doppelte des eigentlichen Kapselmaßes. Das Verbindungskabel war wahlweise fest oder über einen Miniaturstecker mit dem Gehäuse verbunden, sodass der voluminöse XLR-Stecker an das andere Ende des Verbindungskabels verlagert werden konnte (Abb.2-28). Bezüglich der NF-Schaltungstechnik bewies Schoeps dabei Kontinuität – basierte der Impedanzwandler doch auf der gleichen Grundschaltung, wie sie bereits in Modellen der 60er- und 70er-Jahre (s. o.) zum Einsatz gekommen war, während die technischen Spezifikationen in Kombination mit den modernen Kapseln durchaus einem Vergleich mit den Daten der Mitbewerber standhielten.



Abbildung 2-28. Schoeps CCM-Serie

#### 2.4.2.3 Entwicklungstendenzen der letzten 10 Jahre

Aufgrund der geringen Bauteil- und Fertigungskosten der modernen SMD-Technik können immer komplexere Schaltungen in Impedanzwandlern realisiert werden. Dadurch sind in den letzten Jahren die technischen Werte bezüglich Linearität, Aussteuerbarkeit und Eigenrauschen weiter verbessert worden. Auch ist eine Steigerung der maximalen Ausgangsspannung zu beobachten, die oftmals über dem Norm-Leitungspegel (= „Line“) von 6 dBu liegt; dies macht zunehmend hohe Übertragungsfaktoren praktikabel. Das Nieren-Großmembranmikrofon TLM 103 von Neumann setzte 1997 neue Maßstäbe mit einem Ersatzgeräuschpegel von 7 dB(A) bei einem maximalen Ausgangspegel von 13 dBu und 21 mV/Pa Feldübertragungsfaktor. Bereits ein Jahr später folgten die Nieren- bzw. Supernierenmikrofone M930/M940 von Microtech Gefell mit 142/141 dB Grenzschalldruckpegel, 7/6 dB(A) Ersatzgeräuschpegel und 17 dBu maximaler Ausgangsspannung. Das C4000 B von AKG weist gar einen Grenzschalldruckpegel von 145 dB (ohne Vordämpfung) auf. Auch im Kleinmembran-Bereich werden die Grenzen weiter ausgedehnt: Als Beispiel seien hier die Nierenmikrofone KM184 von Neumann mit 138 dB Grenzschalldruck bei nur 13 dB(A) oder M300 von

Microtech Gefell mit 147 dB Grenzschalldruckpegel bei 16 dB(A) Ersatzgeräuschpegel genannt.

Parallel zur von der Verbesserung technischer Daten motivierten Weiterentwicklung der Impedanzwandler hat seit Anfang der 90er-Jahre im Rahmen des beginnenden „Vintage“-Trends eine zunehmende Nachfrage nach klassischer Röhrentechnik eingesetzt, worauf die Hersteller mit Neuauflagen ihrer historischen Modelle, aber auch mit neuen Entwicklungen reagieren. Bereits im Jahre 1992 fertigte Neumann eine limitierte Auflage des U67 aus vollständig originalen Bauteilen, und Microtech Gefell veröffentlichte mit dem UM92 eine relativ originalgetreue Version des (seinerzeit unter dem Namen Neumann/Gefell gefertigten) UM57 mit gleicher Kapsel und nahezu gleicher Schaltung.<sup>1</sup> Aufgrund begrenzter Verfügbarkeit der verwendeten Röhre EC92 ist die Nachfolgeversion UM92.1S mit EF86 und anpassenden Änderungen einiger Widerstandswerte in der Schaltung eingeführt worden. Die Polarisationsspannung von 80 statt 60V hat einen höheren Übertragungsfaktor zur Folge; neben dem Ersatzgeräuschpegel von 17 dB(A) beträgt der Grenzschalldruckpegel 120 dB für 0,5 % Klirrfaktor, was einer Verbesserung von 6 dB im Vergleich zum alten Original entspricht.<sup>2</sup>

Das 1995 von AKG vorgestellte C12 VR ist eine Neuauflage des C12 von 1953, welche den gleichen Röhrentyp, eine relativ identische Kernschaltung mit Erweiterungen (Abb. 2-29), einen moderneren Ausgangsübertrager sowie die im C414 TLII verwendete Kapsel beinhaltet.<sup>3</sup> Es sind sowohl eine gitterseitige Vordämpfung des Kapselsignals (Schalter S1) als auch eine Anhebung des Ausgangspegels (Schalter S2) wählbar. Letztere Option wird mit dem ansonsten nicht verwendeten zweiten System der Doppeltriode realisiert, indem das Signal nicht vom Kondensator C12 direkt zum Ausgangsübertrager, sondern auf das Gitter des zweiten Systems geführt wird, welches zur Begrenzung der Verstärkung auf 10 dB eine Spannungsgegenkopplung über R13 aufweist.<sup>4</sup> Zum Ausgleich der Phasendrehung der zusätzlichen Kathodenbasisstufe wird der Anodenabgriff gegenphasig auf den Ausgangsübertrager geführt. Ein zweifach schaltbarer Hochpass ist, ähnlich der Schaltung des C60/61, im Netzteil integriert (vgl. S. 25). Der Ersatzgeräuschpegel wird mit 22 dB(A), der Grenzschalldruckpegel mit 128 dB für 3 % Klirrfaktor angegeben.<sup>5</sup>

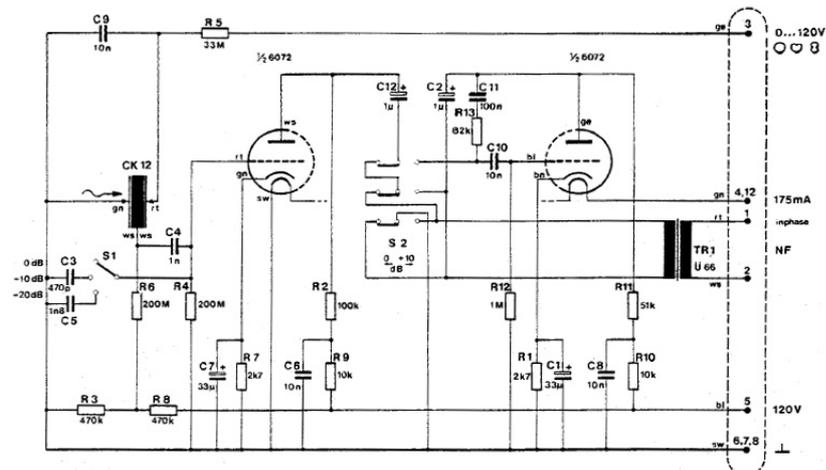


Abbildung 2-29. AKG C12 VR, Schaltplan

<sup>1</sup> Die Kapsel M7 war im Lauf der Jahre bezüglich Material und Verarbeitung leicht verändert worden, der verwendete Ausgangsübertrager wies verbesserte Spezifikationen auf.

<sup>2</sup> Beim U57 war der gleiche Grenzschalldruck noch für 1 % angegeben (vgl. S.23).

<sup>3</sup> Der bereits kurz zuvor veröffentlichte Vorgänger „The Tube“ enthielt die Kapsel des C414 B-ULS, war aber schaltungs-technisch identisch.

<sup>4</sup> C12 dient lediglich der Entkopplung der Anodengleichspannung.

<sup>5</sup> Dies entspricht dem Umstand, dass bei Anwendungen von Röhrenmikrofonen teilweise mit Spitzenpegeln gearbeitet wird, die mit 3 % Klirrfaktor oder mehr behaftet sind. Aufgrund der Verzerrungseigenschaften von Röhrenschaltungen kann dies abhängig vom Anwendungsfall tolerabel bzw. zur Erzielung einer bestimmten Klangcharakteristik sogar erwünscht sein. Der angegebene Wert lässt sich entsprechend S. 45 auf einen Grenzschalldruck von ca. 112 dB für 0,5 % Klirrfaktor zurückrechnen.

Schoeps veröffentlichte im Jahre 1996 das M222 in Anlehnung an das historische M221b. Der Impedanzwandler arbeitet mit der auch in der historischen Schaltung verwendeten Röhre AC701k, kommt jedoch ohne Ausgangsübertrager aus, indem die Röhre nach dem *split load* – Prinzip sowohl mit Anode als auch Kathode jeweils eine Modulationsader treibt.<sup>1</sup> Durch spezielle Dimensionierung der Schaltung ergibt sich eine hinreichend niedrige Ausgangsimpedanz von 300  $\Omega$ , sodass die Notwendigkeit einer Abwärtstransformation durch einen Übertrager entfällt, soweit keine sehr langen Kabelwege durchlaufen werden [VOLLMER05]. Der Arbeitspunkt der Röhre kann mittels eines Schalters in einen weniger linearen Bereich verschoben werden, sodass die mit „Röhrenklang“ assoziierten nichtlinearen Verzerrungen der Schaltung betont werden. Eine im Netzgerät befindliche zusätzliche Verstärkerstufe in Halbleitertechnik kann zugeschaltet werden, wenn lange Kabel ohne Höhenverlust getrieben werden sollen.

Das 1995 von Neumann vorgestellte M149 kombiniert die bereits in Mikrofonen wie M49 und U47 benutzte Kapsel KK47 mit einer Röhrenstufe und der neuesten Entwicklung der Halbleitertechnik (Abb.2-30). Die Polarisierung erfolgt an beiden Membranen über 3 G $\Omega$ , die mehrstufige Wahl der Richtcharakteristik über den der hinteren Membran angegliederten veränderbaren Spannungsteiler. Der Signalabgriff von der Doppelkapsel erfolgt jedoch auf keine der beiden „herkömmlichen“ Arten: Diese bestehen entweder im Abgriff von der Mittelelektrode oder von einer Membranseite, wobei das Signal der gegenseitigen Membran durch einen genügend großen Überbrückungskondensator zugeführt wird. Beim M149 erfolgt der Abgriff von der vorderen Membran, ohne dass die hintere mittels Kondensator überbrückt ist. Letztere ist jedoch über 600 pF mit dem mit „+“ bezeichneten Halbleiternetzwerk verbunden, welches wiederum die Impedanzverhältnisse zur Mittelelektrode so regelt, dass für jede Einstellung der Charakteristik ein Minimum an Störspannung erreicht wird [SCHNEIDER05]. Das Signal wird von der Kapsel über 2,2 nF auf das Gitter der verwendeten Subminiaturröhre geführt, deren Gittervorspannung und Anodenspannung durch die mit „BIAS“ und „8“ bezeichneten Halbleiternetzwerke bereitgestellt werden. Analog zur Verwendung von Stromquellen in reinen Halbleiterschaltungen bewirkt die aktive Einprägung des Anodenstroms einen weiten Aussteuerbereich der Röhre, innerhalb dessen sich das Klirrspektrum nur wenig ändert.<sup>2</sup>

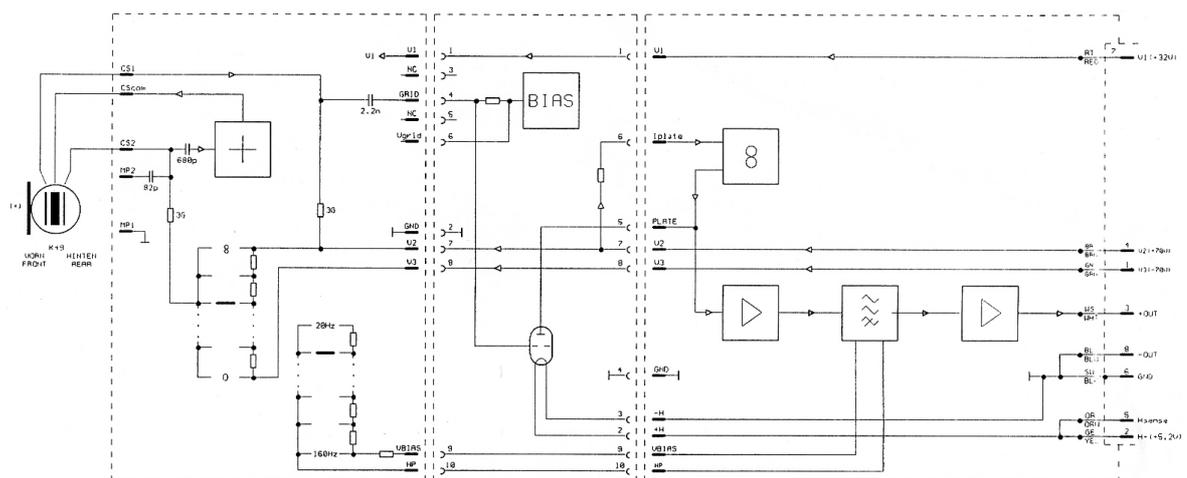


Abbildung 2-30. Neumann/Berlin M149, Blockschaltbild

<sup>1</sup> Ein Schaltplan ist nicht verfügbar, jedoch kann zum prinzipiellen Vergleich die Ausgangsstufe der FET-70-Serie von Neumann (vgl. S. 29) als Analogie aus der Transistortechnik, bzw. aus der Röhrentechnik die Schaltung des UM57 ohne Ausgangsübertrager (vgl. S. 22) bemüht werden.  
<sup>2</sup> Der Arbeitspunkt der Röhre ist so gewählt, dass sich ein Klirrspektrum einstellt, welches denen der historischen Impedanzwandler von M49 oder U47 nahekommen soll.

Unterstützend kommt deren geringe Belastung durch die hohe Eingangsimpedanz des nachfolgenden Operationsverstärkers hinzu, welcher seinerseits über ein mehrstufig schaltbares Hochpassfilter-Netzwerk mit der nachgeschalteten, hoch aussteuerbaren Ausgangsstufe verbunden ist. Die maximale Ausgangsspannung beträgt 18 dBu, wobei die Elektronik das mit 12 mV/Pa von der Kapsel kommende Signal um ca. 10 dB verstärkt und einen Gesamtübertragungsfaktor von 40 mV/Pa (Niere) bewirkt.<sup>1</sup> Der entsprechende Ersatzgeräuschpegel liegt bei 13 dB(A), der Grenzschalldruckpegel beträgt 120 dB für 0,5 % bzw. 136 dB für 5 % Klirrfaktor.

Im Jahre 1998 veröffentlichte Microtech Gefell das Röhrenmikrofon *UM990* mit übertragerloser Ausgangsstufe in Halbleitertechnik. Seine Innovation besteht darin, dass es ohne externes Netzteil auskommt und direkt mit Phantomspeisung betrieben werden kann. Dies wird maßgeblich durch die geringe benötigte Heizleistung der verwendete Subminiaturröhre von 1,2 V Heizspannung bei 13 mA Stromaufnahme ermöglicht [EISENSCHMIDT05].<sup>2</sup> Bei 48 V Speisespannung weist das Mikrofon eine Gesamtstromaufnahme von nur 4 mA auf, wobei leicht nachzurechnen ist, dass die sich ergebende Leistung von knapp 200 mW sogar nur zu weniger als 1/10 von der Röhre beansprucht wird. Grenzschalldruck- und Ersatzgeräuschpegel liegen bei 130 dB bzw. 16 dB(A).

---

<sup>1</sup> Streng genommen kann damit bei lauten Signalen eine zusätzliche externe Spannungsverstärkung sogar entfallen, so dass ein nachgeschalteter Vorverstärker seinerseits nur noch als Impedanzwandler fungieren muss.

<sup>2</sup> Derartige Typen waren ursprünglich für militärische oder zivile Anwendungen hergestellt worden, bei denen die Leistungsaufnahme besonders kritisch war (z. B. Hörgeräte). Sie werden heute verschiedentlich in in Impedanzwandlern verbaut.

## 3 VERZERRUNGEN

### 3.1 DEFINITIONEN

Verzerrungen sind allgemeine Veränderungen der Kurvenform eines Signals. Lineare Verzerrungen resultieren in einer relativen Änderung von Amplitude und/oder Phasenlage der im Signal vorhandenen Teiltöne. Nichtlineare Verzerrungen bewirken das Auftreten neuer Teiltöne.

Der Amplitudenfrequenzgang  $H(\omega)$  eines Systems ist linear, wenn es die Amplituden aller Frequenzen seines Übertragungsbereichs in gleichem Maße dämpft oder verstärkt. Bei linearer Verzerrung hängt die Dämpfung oder Verstärkung von der Frequenz, bei nichtlinearer Verzerrung von der Amplitude (und evtl. zusätzlich von der Frequenz) eines Signals ab. Der Phasenfrequenzgang  $\varphi(\omega)$  eines Systems ist linear, wenn die Phasenverschiebung proportional zur Frequenz ist. Interpretiert man die Phase als eine relative, auf die Periodendauer einer jeweiligen Frequenz bezogene Laufzeit, so bedeutet dies, dass im linearen Fall jede Frequenz eine steigende *relative*, jedoch gleiche *absolute* Laufzeit besitzt. Das Signal wird mit einheitlicher Verzögerung  $T$  für alle Frequenzen übertragen, sodass gilt:

$$\varphi(\omega) = \omega T \quad (3.1)$$

mit  $\omega = 2\pi f$ , Kreisfrequenz.

Durch Phasenverzerrung wird  $T$  frequenzabhängig; die Abweichung von der linearen Phase kann im Vergleich zu einer Bezugsfrequenz in Grad bzw. Bogenmaß angegeben werden. Eine anschauliche Darstellung ermöglicht die als Ableitung des Phasenfrequenzgangs definierte Gruppenlaufzeit

$$\tau(\omega) = d\varphi \frac{(\omega)}{d\omega} \quad (3.2)$$

Sie drückt den relativen Laufzeitunterschied zwischen verschiedenen Frequenzen aus.

In der Audiotechnik ist der vereinfachte, wenngleich nicht völlig exakte Gebrauch einiger der o. g. Begriffe üblich. „Phasenfrequenzgang“ und „Phase“, sowie „Amplitudenfrequenzgang“, „Betragsfrequenzgang“ oder schlicht „Frequenzgang“ werden oft jeweils als Synonym verwendet.<sup>1</sup>

Ein nichtlinear verzerrtes Sinussignal enthält anteilig Vielfache seiner Grundfrequenz  $f_1$ . Ist die Übertragungskennlinie einer geraden (quadratischen) bzw. ungeraden (kubischen) Potenzfunktion ähnlich, so entstehen die Harmonischen  $2nf_1$  bzw.  $2(n+1)f_1$ , deren Amplitude mit steigender Ordnungszahl sinkt. Bei zwei überlagerten Sinusschwingungen  $f_1$  und  $f_2$  entstehen durch Intermodulation zusätzlich eine Vielzahl von Summen- und Differenztönen  $mf_1 \pm nf_2$  ( $m, n = 1, 2, 3 \dots$ ), für weitere Überlagerungen  $f_3, f_4, \dots, f_x$  wird die Reihe entsprechend komplexer (Abb. 3-1). Die nichtlinearen Verzerrungen eines Systems können nicht nur von der Amplitude selbst, sondern zusätzlich von der Frequenz abhängen. Da Sprache und Musik eine komplexe spektrale und zeitliche Struktur aufweisen, entstehen beim Durchlaufen nichtlinearer Systeme ebenso komplexe Überlagerungen von Harmonischen und Intermodulationsprodukten.

<sup>1</sup> Das Gleichsetzen von „Phasenverschiebung“ und „Phasenverzerrung“ ist dagegen nicht nur unexakt, sondern falsch.

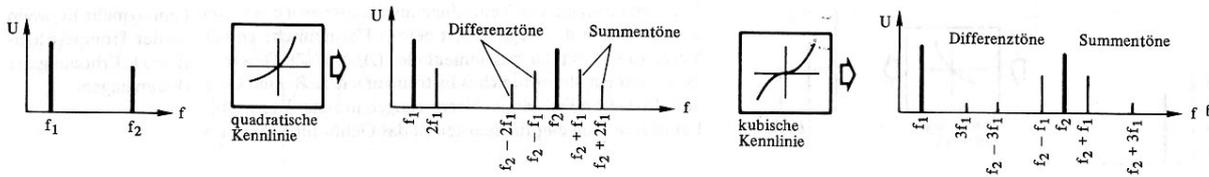


Abbildung 3-1. Entstehung von Summen- und Differenztönen

## 3.2 QUELLEN VON VERZERRUNGEN

### 3.2.1 AKUSTISCHE UND MECHANISCHE VERZERRUNGEN DER KAPSEL

Die bereits in 2.3.1 erwähnten Größen und Parameter bezüglich des Aufbaus von Kapsel und Korpus können Dämpfungsverzerrungen, Phasenauslöschungen und Resonanzen verursachen. Speziell kann, abhängig von Durchmesser, Spannung, Dicke und Material der Membran sowie einer etwaigen Zentralbefestigung, ein Schalleinfall aus bestimmten Richtungen zu Verfärbungen durch Partialschwingungen führen. Darüber hinaus produziert das Kapselsystem mit zunehmender Auslenkung der Membran nichtlineare Verzerrungen niedriger Ordnung, die vornehmlich von ihrer Bedämpfung durch das angekoppelte Luftvolumen und der Gestaltung der Gegenelektrode abhängig sind [PASTILLÉ01 S.75ff, HIBBING81].<sup>1</sup> Sie steigen graduell mit wachsendem Schalldruck an, wobei Kleinmembrankapseln etwas geringere Verzerrungswerte als Großmembrankonstruktionen aufweisen; auch zeigen Druckempfänger ein über den Hörfrequenzbereich ausgeglichenes Verhalten, während die Verzerrungen von kombinierten Druck-/Druckgradientenempfängern zu hohen Frequenzen hin ansteigen [PEUS98, BALLOU02 S. 413]. Letztere weisen in Ausführung als Doppelmembrankapsel zudem ein lokales Maximum im oberen Mittenbereich auf, was auf konstruktionsbedingte Effekte im Phasenschiebernetzwerk zwischen den beiden Membranen zurückzuführen ist und dadurch erklärt werden kann, dass die Membranschwingung ihre Resonanzfrequenz erreicht und aufgrund der resultierenden maximalen Schallschnelle die Nichtlinearität des eingeschlossenen Luftvolumens maximalen Einfluss gewinnt [HIBBING81].<sup>2</sup>

Die Impedanz des Luftvolumens innerhalb der Kapsel hat ein nichtlineares Verhältnis zu Höhe und Richtung der Membranauslenkung. Die Abhängigkeit von der Richtung bedingt eine unsymmetrische, also quadratische Verzerrung, deren Einfluss im Vergleich zu den kubischen Verzerrungen dominant ist. In einer „symmetrischen“ Kapselkonstruktion, in der die Membran zwischen zwei gleichen Gegenelektroden eingespannt ist, bleibt die Impedanz bei jeder Membranauslenkung nahezu konstant, und die quadratischen Verzerrungen können weitgehend eliminiert werden [HIBBING81, BALLOU02 S.414].

Verschiedene Kapseln mit dem gleichen ebenen Frequenzgang können durchaus große Unterschiede im Zeitbereich aufweisen. Wird der Frequenzgang unter Verwendung starker akustischer Resonatoren erreicht, so resultiert ein merkliches Ausschwingen mit der Resonanzfrequenz und damit eine Verfälschung von Transienten [PEUS76].

<sup>1</sup> Inwieweit das Membranmaterial Auswirkungen auf die Nichtlinearität hat, ist schwer zu sagen, da die damit verbundene Variation von Parametern wie Membranspannung sowie Aufbau und Abstand der Gegenelektrode sowohl in lineare als auch in nichtlineare Verzerrungseigenschaften mit eingehen. In der Praxis ist es daher sinnvoller, jede Kapsel als Ganzes zu betrachten.

<sup>2</sup> Die Kugelcharakteristik, die durch entsprechende Zusammenschaltung der beiden Membranen entsteht, ist dabei nicht mit dem lineareren Verhalten der Kugel eines echten Druckempfängers zu verwechseln.

## 3.2.2 ELEKTRONISCHE VERZERRUNGEN

### 3.2.2.1 Verzerrungen in Bauteilen

Jedes reale elektronische Bauteil ist mit diversen parasitären Größen behaftet, deren praktischer Einfluss von der Anwendung abhängt. Bezüglich nichtlinearer Verzerrungen haben aktive Bauelemente allgemein einen größeren Einfluss als passive.

#### Widerstände

Widerstände sind für die Betrachtung von Verzerrungen am unkritischsten; die sehr geringen internen Kapazitäten und Streuinduktivitäten der Zuleitungen werden für Audiofrequenzen nicht wirksam [HOOD97 S.38, LANGFORD60 S.189]. Eine Tendenz zu Gleichrichter-Effekten wird in [SKRITEK88 S.53] erwähnt, jedoch tritt diese nur bei hoher leistungsmäßiger Belastung in Erscheinung, was bei Mikrofonen nicht gegeben ist.

#### Kondensatoren

Die parasitären Größen von Kondensatoren zeigt Bild Abb. 3-3.  $R_P$  stellt den Isolationswiderstand zwischen den beiden Elektroden dar; durch ihn fließt ein geringer Leckstrom, der zumindest bei empfindlichen Schaltungen nicht allgemein vernachlässigbar ist. Die Nennkapazität  $C_1$  und die Streuinduktivität der Zuleitungen  $L$  bilden einen Serienresonanzkreis mit dem äquivalenten Serienwiderstand  $R_S$  (mit ESR = „Equivalent series resistance“), in dem weitere ohmsche Verluste im Kondensator zusammengefasst sind. Dies hat zur Folge, dass das kapazitive Verhalten des Kondensators nur bis zur Resonanzfrequenz reicht; oberhalb von dieser verhält er sich wie eine Induktivität und seine Impedanz steigt mit der Frequenz wieder an (Abb. 3-2). Liegt die Resonanzfrequenz im Audibereich, so kann dies u. U. den Frequenzgang einer gesamten Schaltung zu hohen Frequenzen hin beeinflussen. Auch kann eine Anregung um die Resonanzfrequenz herum Überschwingen und Verfälschung von Transienten verursachen.

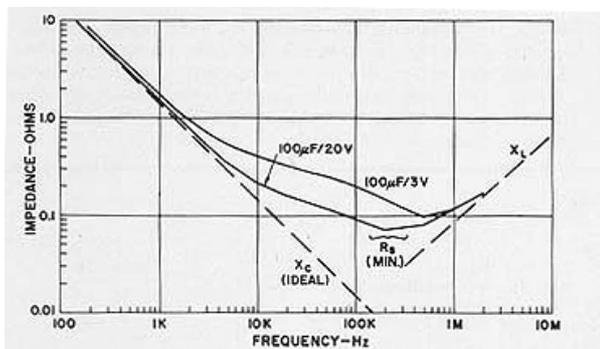


Abbildung 3-2. Impedanzverlauf für reale und ideale Kondensatoren (hier: Tantalum-Elko's) nach Jung & Marsh 1980

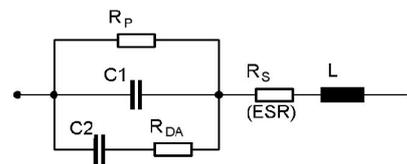


Abbildung 3-3. Ersatzschaltbild des realen Kondensators

Ein weniger diskutiertes Phänomen ist die dielektrische Absorption bzw. Remanenz, dargestellt durch  $R_{DA}$  und  $C_2$ : Durch eine Trägheit des Dielektrikums kann weder beim Aufladen des Kondensators sofort die volle Ladung aufgenommen werden, noch kann beim Entladen sofort alle Ladung wieder freigesetzt werden. Daher steigt die Spannung nach der Entladung graduell wieder auf einen Bruchteil der zuvor anliegenden Spannung an. Je länger diese Spannung zuvor anlag, und je kürzer die Entladung, desto stärker ist der Effekt [PEASE82]. Die Interaktion dieses Effekts mit der Signalspannung resultiert in *nichtlinearen* Verzerrungen, die mit steigender Frequenz anwachsen. Die Stärke des Effekts ist abhängig von Bauart und Qualität des Kondensators; während bestimmte Folienkondensatoren bei einseitiger Polarisierung durch Gleichspannung eher zu Verzerrungen neigen als bei unpolarisierendem Betrieb

[HAAS95 S.106], zeigt die Mehrheit der Elektrolytkondensatoren optimales Verhalten eher bei polarisiertem Betrieb. Bei Letzteren kann der Effekt jedoch auch auftreten, wenn die überlagerte Signalwechselspannung in die Größenordnung der Gleichspannung gelangt.

Die beschriebenen parasitären Größen von Kondensatoren werden in [JUNG80] und [HOOD97 S.30ff] ausführlich behandelt. Allgemein werden Folienkondensatoren die besten Eigenschaften im Audibereich zugeschrieben. Elektrolytkondensatoren, die aufgrund ihrer hohen Kapazitätswerte schaltungstechnisch notwendig sein können, erreichen in hochwertiger Ausführung ebenfalls gute Werte. Die Verwendung von Typen mit Tantal-Elektrolyten wird mitunter kritisch beurteilt, obwohl diese seit Jahrzehnten in vielen qualitativ hochwertigen Geräten der Studioteknik zum Einsatz kommen. Keramik-Typen werden aufgrund ihrer hohen nichtlinearen Verzerrungen allgemein als eher ungeeignet angesehen.

### Spulen

Spulen ohne Kern haben den ohmschen Widerstand des gewickelten Leiters und die zwischen den einzelnen Wicklungen auftretende Kapazität als wesentliche parasitäre Elemente. Sie werden in bestimmten Ausgangsschaltungen von Mikrofonen als Hochfrequenzsperrung eingesetzt. Hierfür ist lediglich eine geringe Induktivität notwendig, die Maße bleiben klein, und Verzerrungen im Audibereich treten nicht auf. In Siebketten von Netzteilen für Röhrenschaltungen werden große Spulen mit hoher Induktivität verwendet, was u. a. durch ferromagnetisches Kernmaterial hoher Permeabilität erreicht wird. Die resultierende mögliche Behaftung mit magnetischen Verzerrungen oder Sättigungseffekten tritt bei korrekter Dimensionierung jedoch nicht in Erscheinung.

### Übertrager

Diese Bauelemente basieren auf induktiver Kopplung paralleler Spulen, die auf denselben ferromagnetischen Kern gewickelt sind. Die Eigenschaften von Tonfrequenz-Übertragern sind in [BALLOU02 S.231ff], [LANGFORD60 S.199ff] und [GAYFOR94 S.312ff] umfassend beschrieben, einige wichtige Punkte sollen hier jedoch erläutert werden. Das komplexe Verhalten eines Übertragers resultiert aus seinen inhärenten Störgrößen und Limitierungen, welche aus Abb. 3-4 hervorgehen. Parallel zum idealen Übertrager, der ein Übersetzungsverhältnis 1:N (sowie eine theoretisch unendliche Induktivität) aufweist, liegen seine reale Induktivität (auch: Hauptinduktivität)  $L_P$  sowie die in  $R_C$  zusammengefassten Verluste durch magnetische Hysterese, Sättigung und (geringe) Leckströme des Kerns. In Reihe liegen die kumulativen Widerstände  $R_P/R_S$  der auf Primär- und Sekundärspule gewickelten Leiter sowie die in  $L_L$  zusammengefassten Streuinduktivitäten beider Spulen, welche die magnetischen Kopplungsverluste darstellen. Die Kapazitäten zwischen den Spulen sind in  $C_W$ , die Kapazitäten zwischen den einzelnen Wicklungen einer jeden Spule in  $C_P$  und  $C_S$  zusammengefasst..

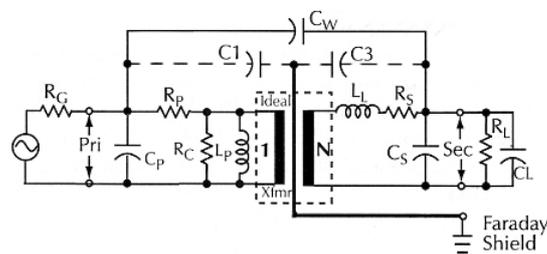


Abbildung 3-4. Ersatzschaltbild des realen Übertragers

Höhe und Verhältnismäßigkeiten der Störgrößen sind abhängig von Aufbau, Materialien und Übersetzungsverhältnis des Übertragers, welche wiederum durch Vorgaben für Quell- und Lastimpedanz, Frequenzgang, Übersteuerungsreserve und maximale Abmessungen bestimmt sind. Das vereinfachte Ersatzschaltbild für niedrige Frequenzen (Abb.3-6) zeigt, dass die Hauptinduktivität  $L_P$  mit den internen Wicklungswiderständen  $R_{P,S}$  und den äußeren Quell- und

Lastwiderständen  $R_G$  und  $R_L$  einen Hochpass erster Ordnung bildet<sup>1</sup>. Für hohe Frequenzen (Abb. 3-5) wirkt die Gesamt-Streuinduktivität  $L_L = L_P + L_S$  zusammen mit internen Wicklungskapazitäten und externer kapazitiver Last  $C_L$ <sup>2</sup> als Tiefpass zweiter Ordnung. Abhängig von der Bedämpfung durch  $R_L$  resultiert ein früher Abfall, ein maximal flacher Frequenzgang oder eine Resonanzspitze, deren Güte durch alle in Reihe liegenden Widerstände beeinflusst wird. Mit steigendem Wicklungsverhältnis erhöhen sich im Wesentlichen  $L_L$  und  $C_W$ . Durch  $L_L$  fällt die obere Grenzfrequenz, durch  $C_W$  steigt die *kapazitive* Kopplung für Störfrequenzen im HF-Bereich, der durch Einbringen einer statischen Schirmwicklung zwischen Primär- und Sekundärspule entgegengewirkt werden kann. Dadurch ergeben sich allerdings weitere parasitäre Kapazitäten  $C_1/C_3$  gegen Masse (Abb.3-4), die die obere Grenzfrequenz des Nutzbandes verringern. Speziell beim streuinduktivitätsarmen Aufbau in sogenannter „bifilarer“ Wicklungstechnik bilden diese mit Quell- und Lastwiderständen den maßgeblichen Tiefpass *erster* Ordnung; solche Übertrager weisen also in der Regel keine Resonanzspitze auf.

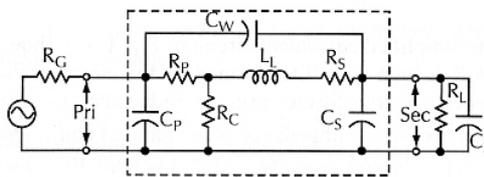


Abbildung 3-5. Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen

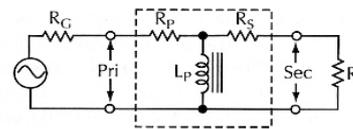


Abbildung 3-6. Ersatzschaltbild für tiefe Frequenzen

Die im folgenden beschriebenen nichtlinearen Verluste im Übertrager gehen in  $R_C$  ein. Der Zusammenhang von erzeugter Feldstärke  $H$  und Flussdichte  $B$  im Kern eines Übertragers ist mit dem Effekt der magnetischen Remanenz behaftet und beschreibt eine Hystereseschleife. Diese ist bei den verwendeten „weichen“ ferromagnetischen Materialien zwar sehr schmal, jedoch nicht allgemein vernachlässigbar (Abb. 3-7). Die Flussdichte steigt zu niedrigen Frequenzen hin an und hat ein materialabhängiges Maximum, oberhalb dessen die magnetische Sättigung eintritt; die Aussteuerbarkeit des Übertragers wird also durch die maximale Amplitude der tiefsten noch zu übertragenden Frequenz bestimmt. Wie weit die hystereseebedingten Verzerrungen in den mittleren Frequenzbereich hineinreichen, ist ebenfalls materialabhängig, wie Abb. 3-8 (rechts) zeigt. Abb. 3-8 (links) beschreibt die amplitudenabhängigen nichtlinearen Verzerrungen durch Hysterese und Sättigung bei verschiedenen Materialien; daraus geht hervor, dass Material mit stärkerer Hysterese auch niedrigere Pegel beeinflussen kann. Weiterhin steigen die Verzerrungen mit dem Innenwiderstand der treibenden Quelle an. Die besprochenen Verzerrungen sind symmetrisch und von niedriger Ordnung [BALLOU02 S. 243], es sei denn, der Übertrager gerät in die Sättigung, was zusätzlich unsymmetrische Verzerrungen hervorrufen kann [LEHNERT53]. Da sich während der Sättigung des Kerns die Hauptinduktivität verringert, können in Verbindung mit der äußeren Beschaltung kurzzeitige lineare Verzerrungen hinzukommen (siehe 3.2.2.3).

<sup>1</sup> In Verbindung mit einem üblicherweise verwendeten Koppelkondensator auf der Primärseite entsteht bei vielen praktischen Schaltungen jedoch letztendlich ein Hochpass zweiter Ordnung.

<sup>2</sup> Bei Mikrofon-Ausgangsübertragern setzt diese sich aus Kabelkapazität und Eingangskapazität des nachfolgenden Vorverstärkers zusammen.

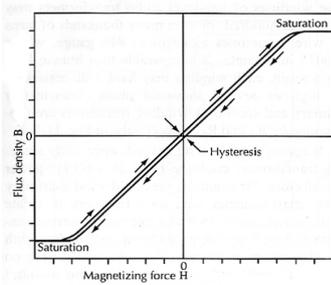


Abbildung 3-7. Hystereseschleife

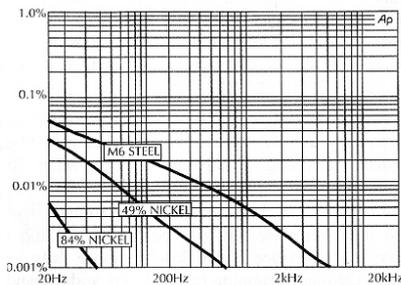
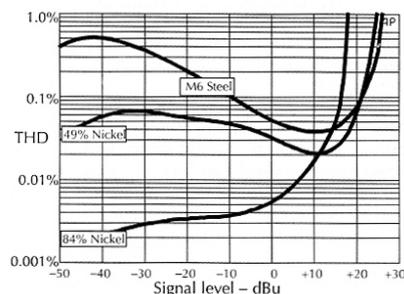


Abbildung 3-8. THD über Amplitude und Frequenz für verschiedene Kernmaterialien

Zusammenfassend gilt, dass ein gegebener Übertrager mit Quell- und Lastimpedanzen innerhalb eines definierten Toleranzbereichs beschaltet werden muss, um minimale Verzerrungen zu erreichen. Eingangübertrager von Mikrofonvorverstärkern werden meist mit sekundärseitigem RC-Dämpfungsnetzwerk betrieben [GAYFORD94 S.317f], während die Konstruktion vieler Mikrofon-Ausgangübertrager offensichtlich auf einer hinreichenden Dämpfung durch Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers und erwartete Lastimpedanz des Mikrofonvorverstärkers basiert. Zum Treiben langer Kabel ohne Höhenverluste ist in jedem Fall eine geringe Streuinduktivität erforderlich.

### Aktive Bauelemente

Die Eigenschaften von Röhren, diskreten Halbleitern und ICs hinsichtlich Verzerrungen sind in der Standardliteratur eingehend beschrieben<sup>1</sup>. An dieser Stelle sollen lediglich einige Eigenschaften vergleichend dargestellt werden. Die Linearität der Übertragungskennlinien von Trioden oder als Trioden beschalteten Pentoden ist *ohne* weitere schaltungstechnische Maßnahmen im allgemeinen *höher* als bei Halbleitern. Zum Erreichen des Klirrfaktors einer nicht gegengekoppelten Triodenschaltung benötigen besonders BJTs, aber auch FETs und Pentoden bereits eine Gegenkopplung für die Signalwechselspannung.<sup>2</sup> Trioden neigen primär zu quadratischen Verzerrungen, Pentoden weisen an der Grenze ihres Aussteuerbereichs zusätzlich kubische Verzerrungen auf. FETs besitzen eine pentodenähnliche Charakteristik, wobei ihre Kennlinie insgesamt linearer ist, ihre Verzerrungen am Ende des Aussteuerbereichs jedoch schneller zunehmen. Wenig oder nicht gegengekoppelte Röhrenschaltungen zeigen bereits vor einem festgesetzten Übersteuerungspunkt (0,5 % oder 1 % Klirrfaktor) langsam ansteigende Verzerrungen mit 6 dB/Oktave, die jedoch auch jenseits dieses Punktes weniger schnell als bei Halbleitern ansteigen. Wird ein Röhre unterheizt, so kann sich ihre Kennlinie mehr oder weniger stark verändern – meist nimmt die Krümmung zu, was die nichtlinearen Verzerrungen allgemein erhöht.

<sup>1</sup> Z. B. in [CARROLL61][TIETZE80][SKRITEK88][HOROWITZ89][BARKHAUSEN58][DICIOL03][LANGFORD60][HOOD97]

<sup>2</sup> Führt man sich die maximale Spannungsverstärkung der jeweiligen Bauteile vor Augen, so wird deutlich, dass sie bei Trioden (ca. 20- bis 60fach) und FETs (ca. 2- bis 50fach) zwar geringer ist, was jedoch auch mit einer höheren Linearität einhergeht. Die Verstärkungsreserve von Pentoden (ca. 100- bis 150fach) und BJTs (ca. 50- bis 500fach) ist allerdings so hoch, dass sie wesentlich zur Linearisierung durch Gegenkopplung genutzt werden kann.

### 3.2.2.2 Verzerrungen in Schaltkreisen

Röhren- oder Transistorschaltungen im A-Betrieb weisen primär quadratische Nichtlinearitäten auf, während bei AB-Betrieb – bei Mikrofonen nur mit Halbleitern realisiert – durch die entstehende symmetrische Kennlinie vornehmlich kubische Verzerrungen entstehen. Bei gleicher Signalamplitude sind die Verzerrungen durch den erweiterten Aussteuerbereich geringer als im A-Betrieb. Die quadratischen Verzerrungen können im AB-Betrieb weitgehend eliminiert werden,<sup>1</sup> was seine Grenzen in der Toleranz bei der Selektion der komplementären Transistoren und ihrer symmetrischen Arbeitspunkte hat, welche aber mit hinreichender Genauigkeit möglich ist. Weiterhin müssen die Arbeitspunkte so weit in Richtung A-Betrieb verschoben werden, dass Übernahmeverzerrungen vernachlässigt werden können. Letztere sind von relativ hoher Ordnung und werden im Vergleich zu anderen Verzerrungsmechanismen gerade bei geringer Signalamplitude maximal.

Bei keiner oder geringer Signal-Gegenkopplung überwiegen Verzerrungsprodukte niedriger Ordnung. Durch stärkere Gegenkopplung werden diese zunehmend reduziert, da sie vom Ausgang mit höherer Amplitude gegenphasig auf den Eingang zurückwirken und sich somit zunehmend kompensieren. Dadurch wird die messbare Gesamtverzerrung verringert; da die Verzerrungen niedriger Ordnung beim Durchlaufen der Verstärkerstufe jedoch genauso wie das Eingangssignal deren nichtlinearem Mechanismus unterliegen, erhöhen sich wiederum die Verzerrungsprodukte höherer Ordnung. So entsteht z. B. bei quadratischer Verzerrung der 2. Harmonischen die 4. Harmonische, bei Verzerrung der 4. die 6. usw. Diese wiederum erzeugen jedoch durch Interaktion sowohl untereinander als auch mit den Spektralanteilen des unverzerrten Signals komplexe Summen- und Differenzöne. Das resultierende *nichtlineare* Verzerrungsspektrum kann durch die *Phasenverzerrung* einer vorangehenden Stufe zusätzlich beeinflusst werden [OTALA80]. Die Verzerrungsprodukte höherer Ordnung sind von geringerer Amplitude als die jeweils niederwertigeren, jedoch können Letztere mit steigender Ordnung eher hörbar sein als Erstere (siehe 3.4.1.2). All diese Verzerrungsprodukte können bei adäquater Schaltungsauslegung mit starker Gegenkopplung allerdings drastisch reduziert werden, sodass eine wesentlich höhere Linearität innerhalb des Aussteuerbereichs und eine Erweiterung der Aussteuerungsgrenze erreichbar sind. Bei deren Überschreitung steigen jedoch alle Verzerrungsprodukte sprunghaft an, da die auf den Eingang zurückwirkende Schleifenverstärkung nicht weiter steigen kann; dieses sehr störende „Hard Clipping“ wird bei einer Gegenkopplung von  $V = 1$  (keine effektive Spannungsverstärkung) maximal. Bei wenig gegengekoppelten Schaltungen tritt es nur auf, wenn der Spannungshub (angegeben in  $V_{ss}$  = Volt „Spitze-Spitze“) am Ausgang den Wert der Betriebsspannung erreicht. Hier geht jedoch ein stetiger, aber weniger steiler Anstieg der Verzerrungen voraus, was als „Soft Clipping“ bezeichnet wird.

Mehrstufige Halbleiterverstärker in modernen Mikrofonen weisen oft eine Grundstruktur aus FET-Eingangsstufe, gefolgt von Treiber- und komplementärer Ausgangsstufe (AB-Betrieb) in bipolarer Technik auf. Operationsverstärker beinhalten diese Struktur als in ein einzelnes Bauteil integrierte Schaltkreise (IC's), wobei die Eingangsstufe als Differenzverstärker ausgeführt ist. Bei diskretem Aufbau können Gegenkopplungen lokal pro einzelner Verstärkerstufe oder (im Fall der Spannungsgegenkopplung) über mehrere Stufen hinweg bzw. global über alle Stufen realisiert werden, bei ICs ist nur globale Gegenkopplung vom Ausgang zurück auf den Eingang möglich.<sup>2</sup> Globale Gegenkopplung bewirkt zwar die beste Linearisierung der Gesamtverzerrung [SKRITEK88 S.43], erfordert aber größere Sorgfalt in der Stabilisierung.

<sup>1</sup> Bezüglich Einschränkungen für komplexe Signale siehe 3.2.2.3

<sup>2</sup> Eine gute Zusammenfassung mit Formeln und Grafiken enthält z. B. [SKRITEK1988 S.407ff]

Auch interagieren die Verzerrungsprodukte einer hinteren Stufe mit den Verzerrungsmechanismen aller vorangehenden, was bei hinreichender Aussteuerung ein komplexes Verzerrungsspektrum – wenn auch von geringer Amplitude – erzeugt; soweit dieses nicht unterhalb der Mithörschwelle liegt, kann es durchaus wahrnehmbar sein. Bei globaler Gegenkopplung gewinnen eventuelle Übernahmeverzerrungen von AB-Stufen eine besondere Bedeutung, da sie im Gegensatz zu anderen Verzerrungen gerade bei leisen Passagen maximal werden und die Wahrscheinlichkeit der Hörbarkeit aufgrund ihrer hohen Ordnung groß ist. Jedoch dürfte dieser Effekt bei hinreichend selektierten Transistoren oder ICs mit geringen Fertigungstoleranzen vernachlässigbar sein.

Zusammenfassend betrachtet hat ein simpler Schaltungsaufbau mit wenig bis nicht gegengekoppelten aktiven Bauelementen im A-Betrieb eine geringere Übersteuerungsgrenze und ist innerhalb seines Aussteuerbereichs weniger linear, jedoch sind die Verzerrungen von eher niedriger Ordnung und steigen langsam an. Stärker gegengekoppelte mehrstufige Schaltungen können dagegen prozentual wesentlich geringere, aber komplexere Verzerrungen höherer Ordnung aufweisen, die jenseits des Aussteuerbereichs schlagartig ansteigen.

### 3.2.2.3 Spezielle Wechselwirkungen von Verzerrungen

Eine Gegenkopplung im Zeitbereich kann als Regelkreis aufgefasst werden, der Ausgang und Eingang permanent vergleicht und seine Schleifenverstärkung als Regelglied entsprechend einstellt. Vom Prinzip her folgt daraus eine gewisse Einschwingzeit des Regelvorgangs, wenn sich das Eingangssignal ändert. Je stärker die Gegenkopplung, desto stärker kann der Effekt ausgeprägt sein, bei guter Schaltungsauslegung wird er jedoch sehr klein, zumal die Durchgangszeit von Elektronen durch ein Halbleiter- oder Röhrenelement lediglich im Nanosekunden-Bereich liegt [CARROLL61 S.7]. Als Spezialfall können so genannte „Anstiegsverzerrungen“ („*Slewing Induced Distortion*“ = SID) bei über mehrere Stufen gegengekoppelten Verstärkern eintreten, wenn das Eingangssignal mit zunehmender Amplitude hoher Frequenzen so steile Flanken aufweist, dass eine Stufe, die eine ungenügende *Slew Rate* (maximal möglicher Spannungsanstieg über der Zeit, in  $V/\mu s$ ) aufweist, ihr nicht folgen kann. Am Ausgang tritt demzufolge eine Dämpfung hoher Frequenzen ein, sodass sich die Gegenkopplung für diese verringert und einer Übersteuerung am Eingang nicht mehr entgegenwirkt [OTALA74]. Daneben kann es auch vor dem Übersteuerungspunkt zu Phasenverzerrungen kommen [OTALA80]. Das Phänomen wird in der Literatur oft als „Transienten-Intermodulationsverzerrung“ (TIM) oder „dynamische Verzerrung“ beschrieben. Dies ist zwar insofern irreführend, als der Verzerrungsmechanismus an sich, ungeachtet einer transienten oder stationären Natur des Signals, nur von der Steilheit einer Signalfanke genügend großer Amplitude abhängt [JUNG77] – allerdings trägt es der Tatsache Rechnung, dass solche steilen Flanken bei Musik und Sprache vornehmlich in Transienten zu finden sind. Anstiegsverzerrungen waren besonders bei frühen Operationsverstärker-ICs mit geringer *Slew Rate* ein Thema, bei Bauteilen neueren Datums und entsprechender Auslegung der Phasenkompensation tritt der Effekt im allgemeinen jedoch nicht auf [BALLOU02 S. 706].

Je mehr der Ausgang einer Verstärkerschaltung belastet wird (d. h. je niedriger die Abschlussimpedanz), desto eher kann es zu nichtlinearen Verzerrungen kommen. Die Lastimpedanz bildet nicht nur mit der Quellimpedanz einen den Ausgangspegel reduzierenden Spannungsteiler, sondern liegt auch effektiv parallel zum Arbeitswiderstand der Schaltung, sodass eine Erhöhung der Last die jeweilige Arbeitsgerade des Verstärkers zunehmend in einen weniger linearen Bereich verschiebt. Dies gilt nicht nur für reelle, sondern auch für komplexe Impedanzen: So kann z. B. eine kapazitive Last nicht etwa nur einen Höhenabfall, sondern

auch einen Anstieg der nichtlinearen Verzerrungen bei hohen Frequenzen verursachen, wenn das Verhältnis ihrer der Frequenz umgekehrt proportionalen Impedanz im Vergleich zu der Impedanz des Quellwiderstandes zu ungünstig wird. Speziell die hochfrequenten Obertöne nichtlinearer Verzerrungen können jedoch durch eine etwaige Tiefpasseigenschaft einer nachfolgenden Stufe so bedämpft werden, dass der Höreindruck der Verzerrungen geringer wird.

Die in der Fachliteratur häufig zu findende Aussage, dass Systeme mit symmetrischer Kennlinie – wie z. B. AB-Verstärker oder Übertrager – primär kubische Verzerrungen verursachen, kann streng genommen nur für die isolierte Betrachtung eines einzelnen nichtlinearen Phänomens mit Sinussignalen gelten. Bei gleichzeitiger Betrachtung mehrerer Nichtlinearitäten in Verbindung mit Sinussignalen, bei Zweittonverfahren sowie bei praktisch allen Signalen im realen Betrieb treten stets Wechselwirkungen auf, die auch quadratische Verzerrungen entstehen lassen. Ein anschauliches Beispiel ist die Überlagerung einer hohen und einer tiefen Frequenz: Bei maximaler momentaner Amplitude der tiefen Schwingung oszilliert die hohe Schwingung nicht mehr symmetrisch um den Nullpunkt, sondern um einen um den Momentanwert der tiefen Schwingung *verschobenen* Punkt auf der Kennlinie des Verstärkers. Je größer die Verschiebung, desto größer ist die Abweichung von der Symmetrie und damit der quadratische Anteil der Verzerrung.<sup>1</sup> Die zeitliche Änderung des Momentanwertes und damit des Verhältnisses von quadratischen zu kubischen Anteilen bewirkt eine Änderung der Verzerrungsprodukte nach Amplitude, Frequenz und Phase. Die Änderung der Phase hat zur Folge, dass sich die Verzerrungen hintereinander geschalteter oder gegengekoppelter Stufen auch teilweise auslöschen können. Eine starke Gegenkopplung hat den allgemeinen Rückgang aller diskutierten Effekte zur Folge. Da die Ausgangsübertrager von Mikrofonschaltungen jedoch fast nie in eine Gegenkopplung einbezogen werden, sind die Effekte zumindest dort durchaus zu beobachten.<sup>2</sup>

Bei einer Ausgangsschaltung des genannten Typs kann weiterhin eine Interaktion von linearer und nichtlinearer Verzerrung auftreten: Um den Übertrager gleichstromfrei zu halten, ist üblicherweise ein Kondensator zwischen Verstärkerausgang und Primärwicklung geschaltet. Gerät der Übertrager bei tieffrequenter Übersteuerung in die Sättigung, so verringert sich seine Hauptinduktivität, wodurch wiederum die Mittenfrequenz des durch Kondensator und Hauptinduktivität gebildeten Serienresonanzkreises in den unteren Hörfrequenzbereich steigen und diesen zusätzlich betonen kann [FRINDLE97]. Die Stärke des Effekts ist von der Dämpfung der Resonanz durch den Innenwiderstand des Verstärkerausgangs abhängig (siehe 3.2.2.1), durch genügende Übersteuerungsreserve des Übertragers kann er jedoch verhindert werden.

Spezielle, mit hochohmigen Schaltkreisen assoziierte Nichtlinearitäten können bei der Ankopplung des dielektrischen Wandlers an die Eingangsstufe des Impedanzwandlers auftreten. Bei hohem Schalldruck an der Kapsel kann sich das Verhältnis von Signalwechsel zu Polarisationsspannung so ungünstig verschlechtern, dass Verzerrungen durch den in 2.4.1.1 beschriebenen Mechanismus auftreten. Auch durch die konstruktionsbedingten Übergangswiderstände und Streukapazitäten an Kapsel und Gehäuse (siehe 2.4.1.2) können Nichtlinearitäten entstehen. Die genaue Erklärung hierfür erfordert eine längere mathema-

---

<sup>1</sup> Dies gilt analog für ein einzelnes Sinussignal, das zuvor quadratisch verzerrt wurde und somit in sich nicht mehr symmetrisch ist.

<sup>2</sup> Die Betrachtung gilt analog auch für die Sekundäreffekte durch nichtlineare Verzerrungen des Kapselsystems, welche vor dem Durchlaufen der Elektronik auftreten und nicht mittels Gegenkopplung reduziert werden können.

tische Beweisführung, auf die an dieser Stelle verzichtet werden soll,<sup>1</sup> sie kann jedoch wie folgt zusammengefasst werden: Die Ankopplung der Kapsel an den Eingang des Impedanzwandlers ist unter der Voraussetzung linear, dass nur eine Weitergabe von Spannung, aber keine Verschiebung von elektrischer Ladung eintritt. Dies ist jedoch nur theoretisch gegeben, da hierzu alle mit der Kapsel verbundenen Impedanzen unendlich sein müssten. In der Praxis sind diese immer noch sehr hoch, stellen aber für die ebenfalls hochohmige Signalquelle der Kapsel eine gewisse Belastung dar, die sich zumindest bei größerer Amplitude negativ auswirken kann. Vakhitov hat für das Zusammenwirken dieser „Ankopplungsverzerrungen“ mit den in 3.2.1 erwähnten akusto-mechanischen Nichtlinearitäten experimentell nachgewiesen, dass diese für die 2. Harmonische oberhalb eines Schalldrucks von ca. 136 dB, für die 3. Harmonische oberhalb eines Schalldrucks von ca. 150 dB in die Größenordnung von 0,25 % bis 0,5 % Klirrfaktor kommen können, wobei die 2. Harmonische mit 6 dB/Oktave, die 3. Harmonische mit 12 dB/Oktave steigt [VAKHITOV02]. In diesem Zusammenhang konstatiert Pastillé einen Anstieg nichtlinearer Verzerrungen, wenn zwecks eingangsseitiger Dämpfung des Impedanzwandlers eine Parallelkapazität geschaltet wird [PASTILLÉ02]. Die Ausprägung der genannten Effekte ist vom mechanischen und elektronischen Aufbau eines jeden Mikrofons abhängig; sie kann für sich isoliert nur beobachtet werden, wenn die Nichtlinearitäten der nachfolgenden Impedanzwandler-Schaltung deutlich geringer sind. Dies ist lediglich bei modernen Mikrofonen der Fall, deren Schaltungen auch bei hoher Aussteuerung verzerrungsarm bleiben.

### 3.3 MESSUNG VON VERZERRUNGEN

#### 3.3.1 ALLGEMEINE MESSMETHODEN

Die Messung von Verzerrungen ist in der deutschen DIN 45403 festgelegt. In IEC 60268-4 finden sich internationale Definitionen von Eigenschaften, Größen und Messverfahren speziell für Mikrofone.

Die Messung linearer Verzerrungen nach Amplituden- und Phasenfrequenzgang erfolgt in der Regel durch „Sweeps“, also Durchlaufen des interessierenden Frequenzbereichs mit einem Sinuston. Abweichungen vom linearen Frequenzgang werden üblicherweise bezogen auf 1 kHz dargestellt.

Die am häufigsten angewandte Messmethode für nichtlineare Verzerrungen ist die Klirrfaktormessung. Dem Testgerät wird ein Sinussignal von 1 kHz zugeführt, und das Ausgangssignal wird auf harmonische Verzerrungsprodukte untersucht, etwa mittels schmalbandiger Filter eines Klirrfaktormessgeräts oder eines FFT-Analysators. Die geometrische Summe der Effektivwerte der als „Klirrkoeffizienten“  $k_2, k_3, \dots, k_x$  auftretenden Harmonischen mit den Amplituden  $U_n$  wird auf den Effektivwert des gesamten Ausgangssignals  $U_a$  bezogen und als Gesamtklirrfaktor (THD = „Total Harmonic Distortion“)

$$k = \frac{1}{U_a} \sqrt{\sum_{n=2}^x U_n^2} \cdot 100 \% \quad (3.3)$$

in Prozent, bzw. als Klirrdämpfungsmaß

$$a_k = 20 \lg \frac{100}{k} \quad (3.4)$$

in dB angegeben.

<sup>1</sup> Umfassende Ausführungen finden sich in [PASTILLÉ01 S. 57ff] und [FREDRIKSEN96].

Als Näherung werden oft nur  $k_2$  und  $k_3$  berücksichtigt. Der Wert für Vollaussteuerung soll 0,5% oder 1% (entspricht -46 bzw. -40 dB) nicht überschreiten. Alternativ können weitere Messfrequenzen verwendet werden, um das Verhalten in verschiedenen Frequenzbereichen zu bestimmen, oder es kann durch den gesamten Frequenzbereich „gesweept“ werden. Dabei ist zu beachten, dass die Verzerrungsprodukte bei hohen Frequenzen zunehmend oberhalb des Audio-Bandes liegen; eine mögliche obere Bandbegrenzung innerhalb des Hörbereichs kann die Messung verfälschen. Alternativ zur Summierung der Harmonischen kann – nach Entfernen der Grundfrequenz durch ein Kerbfilter – der Effektivwert des gesamten Ausgangssignals auf den Eingang bezogen werden. Dadurch gehen neben den Harmonischen alle weiteren Störungen innerhalb des Audiobandes mit ein, und das Ergebnis wird als THD + N („Total Harmonic Distortion & Noise“) angegeben.

Das *Intermodulationsverfahren* (= IM, bzw. IMD für „Intermodulation Distortion“) basiert auf der gleichzeitigen Verwendung zweier Messtöne  $f_1$  und  $f_2$ . Für  $f_1$  wird eine Frequenz < 500 Hz gewählt,  $f_2$  ist entweder 4 kHz oder 5 kHz; das Amplitudenverhältnis soll 4:1 betragen. Die Summe der Effektivwerte aller auf  $f_2$  bezogenen Summen- und Differenztöne ergibt den Intermodulationsfaktor

$$m = \frac{1}{U_{f_2}} \sqrt{\sum_{n=2}^x (U_{f_2 - nf_1} + U_{f_2 + nf_1})^2} \cdot 100\% \quad (3.5)$$

in Prozent, bzw. das Intermodulationsdämpfungmaß

$$a_m = 20 \lg \frac{100}{m} \quad (3.6)$$

in dB. Als Näherung werden oft nur  $m_2$  und  $m_3$ , resultierend aus  $f_2 - f_1$  bzw. dem Frequenzpaar  $f_2 \pm 2f_1$ , berücksichtigt.

Eine dem Intermodulationsverfahren ähnliche Messmethode ist das *Differenztonverfahren* (auch DFD = „Difference Frequency Distortion“). Während das IMD-Verfahren auf der Intermodulation verschiedener Frequenzbereiche untereinander beruht, wird bei DFD-Messung der relative Abstand der beiden Messfrequenzen auf 70 oder 80 Hz bei einem Amplitudenverhältnis von 1:1 festgelegt. Analog zur näherungsweise Bestimmung des Intermodulationsfaktors ist es in der Praxis üblich, statt des Gesamtdifferenztonfaktors lediglich

$$d_2 = \frac{U_{f_2 - f_1}}{\sqrt{2} u_a} \cdot 100\% \quad (3.7)$$

und

$$d_3 = \frac{U_{2f_2 - f_1} - U_{2f_1 - f_2}}{\sqrt{2} u_a} \cdot 100\% \quad (3.8)$$

in Prozent ,bzw. in dB als

$$a_d = 20 \lg \frac{100}{d} \quad (3.9)$$

anzugeben. Die Messung ist für eher hohe Frequenzen vorgesehen, jedoch kann auch hier durch fast den gesamten Frequenzbereich „gesweept“ werden; lediglich tiefe Frequenzen ab ca. 250 Hz sind auszusparen, da sich hier die Verzerrungsprodukte überlagern und Verfä-

schungen verursachen können. Oft wird nur  $d_2$  angegeben, da die zugehörige Frequenz im Vergleich zu  $d_3$  bei allen möglichen Frequenzpaaren gleich bleibt und so bei Sweeps einfacher gemessen werden kann, zumal  $d_3$  sehr nahe bei den Messfrequenzen liegt und daher nur mit äußerst steifflankigen Filtern korrekt gemessen werden kann.

Es ist wichtig, sich zu verdeutlichen, dass Intermodulations-, Differenzton- und harmonische Verzerrungen durch denselben nichtlinearen Mechanismus hervorgerufen werden, dabei aber abhängig von Testsignal und -gerät unterschiedlich ausfallen, was durch die verschiedenen Messverfahren je nach Anwendungsfall mit unterschiedlicher Genauigkeit erfasst werden kann. Die Größen zweiter und dritter Ordnung der verschiedenen Messverfahren lassen sich ineinander umrechnen [DICKREITER97-II S. 443].

Im Laufe der Jahrzehnte sind diverse weitere Messverfahren vorgeschlagen worden, wie z. B. ein Sinus-Rechteckverfahren [OTALA76] das in besonderem Maße Anstiegsverzerrungen berücksichtigen soll,<sup>1</sup> daneben abgewandelte Zweittonverfahren und deren Erweiterungen als Drei- oder Vieltonverfahren („Multittonverfahren“) sowie auf Rauschen basierende Methoden. Ein umfassender Überblick findet sich in [CZERWINSKI01]. Anwendungsbereiche und Empfindlichkeiten für allgemeine Verzerrungsmessungen bzw. für spezielle Phänomene sind bei jedem Verfahren verschieden [CABOT92, LEIONEN77, JUNG77]. Im internationalen Raum werden Intermodulationsmessungen oft als „SMPTE-IM“ angegeben, „CCIF“ wird oft als Synonym für das Differenztonverfahren verwendet [STANLEY77], wobei jedoch zumindest früher andere Messfrequenzen als die oben genannten benutzt werden. Bisher war lediglich die Klirrfaktormessung in der internationalen Norm für Messungen (DIN IEC 60268-3) so einheitlich definiert, dass ein quantitativer Vergleich von Messungen ohne Kenntnis der näheren Umstände gegeben war; in der neuesten Norm für Mikrofone (DIN IEC 60268-4) gilt dies jedoch auch für die DFD-Messung.

Verzerrungen können auch durch die Analyse der Wellenform im Zeitbereich offenbar werden. Anhand eines Sinussignals lassen sich Symmetrie von harmonischen Verzerrungen, Clipping und Übernahmeverzerrungen betrachten. Verzerrungen niedriger Ordnung werden allerdings erst ab ca. 10% sichtbar, Verzerrungen hoher Ordnung (Clipping der Wellenform) etwas früher. Mittels eines Impulses, Rechtecksignals oder Bursts<sup>2</sup> können Ein- und Ausschwingvorgänge sowie Schwingneigungen durch Resonanzen analysiert werden.

### 3.3.2 MESSUNGEN AN MIKROFONEN

Die linearen Verzerrungen eines Mikrofons werden durch Amplitudenfrequenzgang und Polardiagramm beschrieben. Der Amplitudenfrequenzgang eines Mikrofons bezieht sich auf die Einsprechachse und wird üblicherweise mit einem Sinus-Sweep über den gesamten Audiobereich ermittelt. Das 360°-Polardiagramm deckt alle Einsprechrichtungen ab und beinhaltet nur einige, jedoch exemplarisch aussagekräftige Frequenzen. Soll bei der Messung nicht nur die Elektronik, sondern auch die Kapsel berücksichtigt werden, so ergeben sich neben der Forderung nach einer reflexionsarmen Umgebung gewisse Einschränkungen (s. u.). Zur Messung des Verhaltens im realen Betrieb soll das Mikrofon mit Nennlastimpedanz abgeschlossen sein, Messungen für abweichende ohmsche und kapazitive Belastungen können jedoch zusätzlich durchgeführt werden.

<sup>1</sup> Otala bezeichnet diese als TIM bzw. DIM (= *Transient Intermodulation* bzw. *Dynamic Intermodulation Distortion*).

<sup>2</sup> Kombination aus Testsignal und Pause mit jeweils festgelegter Dauer

Wird lediglich der Impedanzwandler eines Mikrofons gemessen, so wird das Signal über einen Kondensator, welcher der Ersatzkapazität der Kapsel entspricht, auf den Eingang gegeben.<sup>1</sup> Zur Ermittlung des Grenzschalldrucks bei 1 kHz ist dies in der Regel ausreichend, da die Aussteuerungsgrenze der Elektronik eines Studiomikrofons im unteren bis mittleren Frequenzbereich allgemein unterhalb des Grenzschalldrucks der Kapsel selbst liegt. In Verbindung mit einfachen oder doppelten Nierenkapseln kann allerdings – aufgrund des konstruktionsbedingten Anstiegs der Nichtlinearitäten zu hohen Frequenzen hin (siehe 3.2.1) – der Verzerrungsanteil der Kapsel im oberen Frequenzbereich überwiegen, sodass der Grenzschalldruck relativ zu 1 kHz geringer wird.<sup>2</sup>

Soll die Kapsel in die Messung einbezogen werden, muss den Limitierungen des elektroakustischen „Umwegs“ über Leistungsverstärker und Lautsprecher besondere Beachtung geschenkt werden. Lautsprecher produzieren bei hohen Schalldrücken erheblich mehr nichtlineare Verzerrungen als Kapsel oder Elektronik, was eine Klirrfaktormessung unmöglich macht.<sup>3</sup> Ein Sinus-basiertes Zweitontverfahren, bei dem die Messtöne einzeln über separate Lautsprecher wiedergegeben werden, kann auch bei geringerem als dem Grenzschalldruck Aufschluss über Höhe und Art der Nichtlinearitäten geben. Eine Intermodulation der Schallquelle wird durch separate Wiedergabe der Messtöne verhindert, und vorhandene harmonische Verzerrungen eines jeden Lautsprechers gehen bei entsprechender Wahl der Messfrequenzen ebenfalls nicht in das Ergebnis ein [HIBBING81]. Zur Messung der Impulsantwort muss für die Reproduktion des einem Diracstoß nahe kommenden Impulses eine andere Schallquelle benutzt werden, da ein Lautsprecher zu ungenau wäre. Eine Möglichkeit hierfür ist die „Funkenknall-Methode“, die auf der Schallerzeugung durch elektrische Entladung basiert, bei der Erzeugung tieffrequenter Anteile allerdings keine gute Annäherung liefert [SCHNEIDER98a]. Die akustische Messung des Phasenfrequenzgangs wird in der Regel nicht angewandt, da der Messaufbau äußerst kritisch hinsichtlich der Positionierung der Test- und Referenzmikrofone ist. Wie unter Berücksichtigung der Beziehung

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad 3.10$$

mit  $\lambda$  – Wellenlänge,  $c$  – Schallgeschwindigkeit

leicht nachgerechnet werden kann, verursacht z. B. eine Variation von 1 mm bereits eine Phasenverschiebung von über 10° bei 10 kHz, entsprechend über 20° bei 20 kHz.

### 3.4 WAHRNEHMUNG VON VERZERRUNGEN

Inwieweit die messtechnische Ermittlung von Verzerrungen für die menschliche Wahrnehmung und somit für den Höreindruck repräsentativ sein kann, hängt von einer Vielzahl von Variablen ab:

<sup>1</sup> Soweit es die Konstruktion erlaubt, kann das Signal auch durch die Kapsel selbst eingespeist werden. Alternativ kann ein etwa vorhandener Messeingang benutzt werden.

<sup>2</sup> Da in den technischen Daten eines Mikrofons jedoch in oft nur der Grenzschalldruck bei 1 kHz auftaucht, geht dieser Umstand dort nicht mit ein.

<sup>3</sup> Ein verzerrungsarmes Verfahren, das auf der Erzeugung hoher lokaler Schalldruckmaxima in einem abgeschlossenen Rohr beruht, wird z. B. in [SCHNEIDER98b] erwähnt und in [PASTILLÉ01 S. 27ff] näher besprochen; es ist jedoch sehr aufwändig zu realisieren und nur für Druckempfänger einsetzbar.

- Eigenschaften des Gehörs und psychoakustische Effekte
- Auditive Disposition, Erfahrung und geschmackliche Präferenz des Hörers
- Akustische Verhältnisse im Abhörraum
- Art und Komplexität des Signals
- Art der Verzerrung des Testgeräts
- Höhe und Art der Verzerrungen durch die restliche elektroakustische Übertragungskette

### 3.4.1 EIGENSCHAFTEN DES GEHÖRS UND PSYCHOAKUSTISCHE EFFEKTE

#### 3.4.1.1 Hörbarkeit linearer Verzerrungen

Die Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs für Unterschiede von Amplitude, Frequenz und zeitlichem Verlauf von Schall ist im mittleren Frequenzbereich am größten. Frequenzmäßig ähnelt das Ohr einem Schmalbandanalysator mit einer Bandbreite von 12 % bis 20 % der jeweiligen Mittenfrequenz [BALLOU02 S.28f]; die Bandbreite wird bei sehr tiefen und hohen Frequenzen zunehmend größer und die

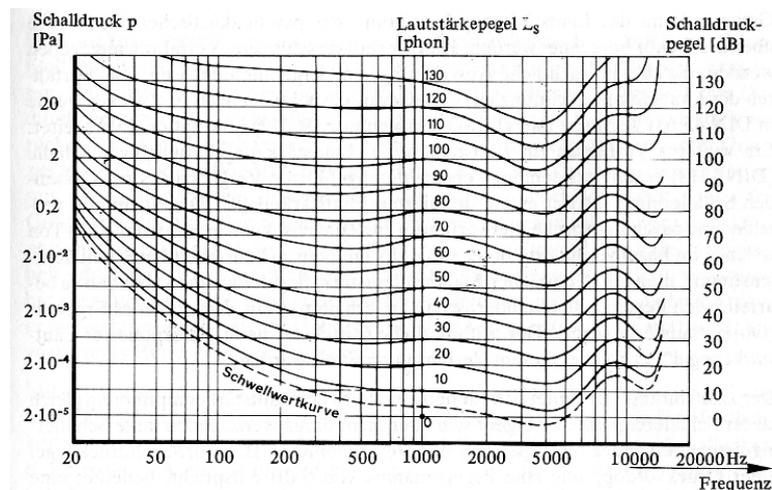


Abbildung 3-9. Kurven gleicher Lautstärkepegel nach DIN 45630

Auflösung damit schlechter. Breitbandige Änderungen im Spektrum eines Signals, die im Bereich von  $\pm 0,5$  dB liegen, können durchaus hörbar sein [PREIS76]; mit zunehmend schmalbandiger Änderung steigt der Schwellenwert an. Ausgehend von den Kurven gleicher Lautstärkepegel (=„Isophonen“, DIN 45630, siehe Abb.3-9) sind Änderungen tiefer Frequenzen ab ca. 200 Hz abwärts aufgrund der geringeren Empfindlichkeit des Ohrs schwieriger zu beurteilen. Bei niedrigen Pegeln gilt dies für Frequenzen bis hinauf zu 500 Hz sowie Höhen ab ca. 7 kHz aufwärts.

Bei der Wahrnehmung komplexerer spektraler Verläufe spielen die Verdeckungseffekte eine wichtige Rolle. Aus Abb. 3-10 und 3-11 lassen sich die Eigenschaften der Frequenzverdeckung ableiten: Vom Frequenzband unterhalb der Testfrequenz  $f_T$  werden lediglich benachbarte, wenig tiefere Frequenzen mit zunehmender Lautstärke verdeckt. Bei geringer Lautstärke gilt dies auch für benachbarte höhere Frequenzen, während bei großer Lautstärke selbst entfernte höhere Frequenzen stark verdeckt werden. Dies gilt besonders für die der Testfrequenz und ihren Harmonischen unmittelbar benachbarten Bereiche, während die dazwischen liegenden Bänder, wie auch die Harmonischen selbst, weniger stark von diesem Effekt betroffen sind. Einzig bei recht tiefen Testfrequenzen (Abb. 3-10) ist die Verdeckungskurve relativ gerade, und es fällt auf, dass die Verdeckung bereits bei moderaten Lautstärken bis zu den mittleren Frequenzen reicht. Bei hoher Lautstärke ist die Verdeckung sogar um einiges stärker als um  $f_T$  selbst. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass die Diagramme nicht den

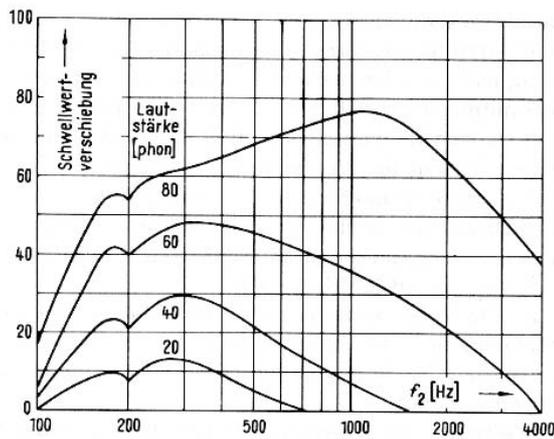


Abbildung 3-10. Frequenzverdeckungseffekte bei 20 Hz

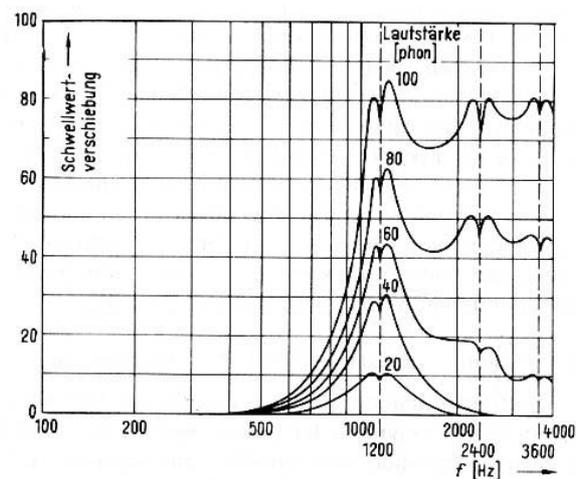


Abbildung 3-11. Frequenzverdeckungseffekte bei 1,2 kHz

Schalldruckpegel in dB, sondern die Lautstärke in Phon wiedergeben, wodurch die frequenzabhängige Bewertung des Gehörs (hier: relativ gesehen eine höhere Bewertung der Mitten) bereits mit eingeht.

Für der Frequenzverdeckung unterliegende Spektralanteile wird die Wahrnehmung des zeitlichen Verlaufs zusätzlich durch die Vor- und Nachverdeckung beeinflusst: Nach Verschwinden eines maskierenden Tons aus dem Spektrum kann die Verdeckung je nach Art des Signals einige ms bis einige 10 ms andauern. Spektralanteile, die dem Auftreten des Tons um bis zu 20 ms voreilen, können ebenfalls verdeckt werden.

Die zeitliche Wahrnehmungsgrenze für einzelne Schallereignisse resultiert aus der physiologischen Ein- und Ausschwingzeit des Ohrs von ca. 25 ms. Ferner bewertet das Gehör die Lautstärke von Schall durch eine zeitliche Mittelung über ca. 250 ms. Daraus folgt eine schwächere Wahrnehmung für sehr kurze Schallereignisse, stationäre Schalle werden nach ihrem Einschalten erst um einiges später mit voller Lautstärke wahrgenommen. Durch Phasenverzerrungen verursachte Gruppenlaufzeiten bei stationären Signalen werden in der zeitlichen Mittelung nicht erfasst und sind ergo nicht hörbar,<sup>1</sup> sie sind jedoch wichtig für die Wahrnehmung von Einschwingvorgängen. Nach [WEBERS94 S.114ff] reicht das Auflösungsvermögen von Laufzeitunterschieden zwischen zwei einschwingenden Tönen im Bereich von 500 Hz und 2 kHz bis zu 10 ms hinab; zwischen 50 Hz und 5 kHz sind es minimal 30 ms, bei 10 kHz bereits 80 ms. Bei Variation der Laufzeit unterhalb dieser Zeitkonstanten werden die beiden Töne nicht mehr als getrennt auftretende Schallereignisse, sondern als ein Schallereignis mit sich ändernder Klangfarbe aufgefasst. Ab 2 ms und weniger ist keine Unterscheidung mehr möglich. [PREIS76] kommt in einer Untersuchung mit breitbandigen Klicks zu dem Ergebnis, dass unter besonderen Abhörbedingungen Laufzeitunterschiede bis 0,5 ms in der Klangfarbe unterschieden werden können. Vergegenwärtigt man sich, dass die Periodendauern von 50 Hz, 1 kHz und 10 kHz bei 20 ms, 1 ms bzw. 0,1 ms liegen, so wird deutlich, dass alle außer sehr tiefen Frequenzen um ein Vielfaches ihrer Periodendauer verschoben werden müssten, um im Vergleich zu einer Bezugsfrequenz als getrenntes Schallereignis wahrgenommen zu werden. Daher werden auch große in der Praxis auftretende Gruppenlaufzeiten von Einschwingvorgängen oder Transienten höchstens als Änderung der Klangfarbe wahrgenommen.

<sup>1</sup> mit Ausnahme einiger Grenzfälle [ZWICKER98 S.292]

### 3.4.1.2 Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen

Das Gehör verfügt über einen Dynamikbereich von ca. 126 dB. Mit steigendem Schalldruck produziert es Eigenverzerrungen, sodass z. B. bei 80 dB 1 % DFD, bei 90 dB 1 % THD erreicht werden [CABOT90]. An verschiedenen Stellen in der Literatur findet sich der Hinweis, dass geradzahlige Verzerrungsprodukte niedriger Ordnung dominieren und das Ohr somit für ungerade Verzerrungen empfindlicher ist [TEMME92, LANGFORD60 S.606ff]. Die Wahrnehmungsgrenze für harmonische Verzerrungen wurde in verschiedenen Experimenten auf Werte zwischen 0,3 % und 0,05 % ermittelt [CABOT90], jedoch ist davon auszugehen, dass sie in der Praxis aufgrund der Komplexität realer Betriebssignale um einiges höher liegt. Bei geringer Lautstärke können besonders Verzerrungen höherer Ordnung unterhalb der Hörschwelle liegen, bei hoher Lautstärke steigt wiederum die Wahrscheinlichkeit ihrer Verdeckung. Bei tiefen Frequenzen ist die Hörbarkeit viel schlechter. [TEMME92] gibt die gerade wahrnehmbaren Teilkirrfaktoren für Frequenzen unter 80 Hz mit 40 % (!) für  $k_2$  und immerhin noch 7,5 % für  $k_3$  an.

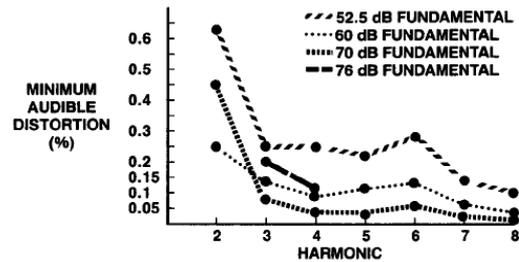


Abbildung 3-12. Wahrnehmungsschwelle der Harmonischen bei verschiedenen Schalldruckpegeln, nach Bryan & Parbrook 1960

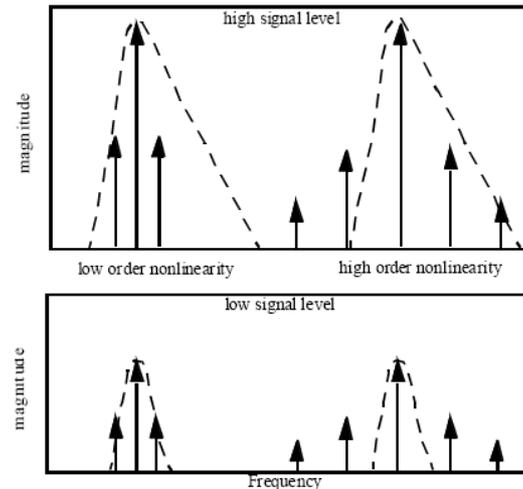


Abbildung 3-13. Verdeckung von Summen- und Differenzönen abhängig von Ordnung und Amplitude, nach Geddes & Lee 2004

Die Effekte der Frequenzverdeckung beeinflussen maßgeblich die Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen. Unter Berücksichtigung von Abb. 3-10 bis 3-13 kommt man zu folgenden Annahmen:

- Bei mittlerer Lautstärke ist die Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen am größten.
- Harmonische Verzerrungen niedriger Ordnung sind prinzipiell weniger hörbar als solche höherer Ordnung, gerade Harmonische sind dabei weniger hörbar als ungerade.
- Durch Intermodulation generierte Verzerrungskomponenten im Bereich unterhalb von  $f_T$  sind bei mittleren und hohen Lautstärken leichter hörbar als solche oberhalb von  $f_T$ .
- Die Komponenten niedriger Ordnung nahe  $f_T$  oder ihrer Harmonischen sind weniger hörbar.
- Differenzöne gerader Ordnung, die durch Intermodulationsverzerrung von nahe beieinander liegenden mittleren bis hohen Frequenzen hervorgerufen werden, fallen stets in den unteren Frequenzbereich und unterliegen keiner Verdeckung; dies kann dazu beitragen, dass solche Verzerrungen als besonders störend empfunden werden.

Weiterhin ergibt sich unter Berücksichtigung der Isophonen (Abb.3-9):

- Sehr tiefe Differenzöne werden um mehrere 10 dB schwächer bewertet und sind daher wenig bis nicht hörbar.
- Harmonische Verzerrungen von Frequenzen oberhalb 3 kHz können bis zu 15 dB schwächer bewertet werden.
- Tiefe Frequenzen mittlerer bzw. hoher Lautstärke verdecken breitbandig alle resultierenden Verzerrungsprodukte bis hinauf zu mittleren bzw. sogar hohen Frequenzen.
- Verzerrungsprodukte, die in den Bereich von ca. 2 kHz bis 5 kHz fallen, werden mit hoher Wahrscheinlichkeit am stärksten wahrgenommen.

Nicht zuletzt ist jedoch auch zu berücksichtigen, dass alle diese Parameter abhängig vom individuellen Zustand des Gehörs eines jeden Menschen sind und innerhalb gewisser Toleranzen variieren können. Allgemeine Disposition, Umwelteinflüsse und Alterserscheinungen spielen hier eine Rolle.

#### **3.4.1.3 Psychoakustische Effekte in Verbindung mit unterschiedlichen Signalen**

Einen nicht unwesentlichen Einfluss auf die Hörbarkeit haben Art und Komplexität des Signals selbst. So lassen lange Ein- und Ausschwingvorgänge etwaige Gruppenlaufzeiten und Überschwüngen nicht so offenbar werden wie Transienten. Sehr kurze, durch Transienten verursachte Übersteuerungen fallen allerdings durch die zeitliche Mittelung des Gehörs weniger auf als längere.

Einzelne Sinustöne kommen im realen Betrieb praktisch nicht vor. Das Obertonspektrum der meisten Instrumente besteht im Wesentlichen aus Harmonischen verschiedener Ordnung, bei der Einschwingphase können „unharmonische“ bzw. geräuschhafte Komponenten hinzutreten (bei Sprache treten Letztere auch allein auf). Harmonische Verzerrungen des Grundtons werden eher von im Signal vorhandenen Obertönen verdeckt, als dies bei Intermodulationsverzerrungen geschieht. Bei Klängen mit geringem Obertonspektrum (z. B. Flöte) werden Intermodulationen am ehesten offenbar, bei spektral komplexerem Material können auch sie zunehmend verdeckt werden. Bei schmalbandigen Signalen sind nichtlineare Verzerrungen besser hörbar als bei breitbandigen, da Verzerrungsprodukte in weiten Frequenzbereichen unverdeckt auftreten können. Klirrkompenten niedriger Ordnung können das Spektrum eines Klanges durchaus so ergänzen, dass sie als angenehm empfunden werden. Klirrkompenten hoher Ordnung, wie auch Intermodulationsverzerrungen generell, wirken jedoch aufgrund der hohen frequenzmäßigen Entfernung bzw. des unharmonischen Verhältnisses zum Grundton störend.<sup>1</sup> So können z. B. 10 %  $k_2$  und 1 %  $k_5$  eine gleichermaßen signifikante Wahrnehmungsänderung verursachen, wobei  $k_5$  eventuell jedoch eher störend wirkt. Graduell einsetzende nichtlineare Verzerrungen, bei denen die Amplituden der Verzerrungsprodukte langsam ansteigen, haben wenig Einfluss auf die wahrgenommene Klangqualität, was besonders für quadratische Verzerrungen gilt. Auffällig sind dagegen starke plötzlich einsetzende Verzerrungen, wie etwa „hartes“ Clipping.

Im direkten Vergleich wird eine mäßig nichtlinear verzerrte Version eines Signals oft lauter als die unverzerrte Version empfunden. Da der Mensch dazu neigt, ein lauterer Signal (innerhalb gewisser Grenzen) als klanglich besser einzustufen als das leisere Pendant, ist eine Präferenz

<sup>1</sup> Eine Beschreibung des Einflusses der einzelnen Harmonischen auf das subjektive Empfinden findet sich z. B. in [HAMM73]

der verzerrten Version prinzipiell gegeben. Dies ist im Einzelfall jedoch vom Programm-Material abhängig, da Signale, deren Klangcharakter allgemein bekannt ist (z. B. klassische Musik, akustische Instrumente), im Hörer eine bestimmte Erwartung hervorrufen; eine Verzerrung, also eine Abweichung vom als „natürlich“ erwarteten Charakter, wird hier oft als schlechter beurteilt [PETRI-LARMI80]. Signale, die solchen Erfahrungswerten weniger unterliegen oder gar die individuelle Klangformung durch Verzerrung als Stilmittel ausnutzen (z. B. Populärmusik, elektronische Instrumente), werden dagegen eher nach persönlichem Geschmack oder einer allgemein etablierten Klangästhetik bewertet.

### **3.4.2 EINFLUSS VON ÜBERTRAGUNGSKETTE UND ABHÖRSITUATION**

Bei der Beurteilung der Klangqualität eines Testgeräts ist es wichtig, dass die restliche Übertragungskette im Signalweg möglichst wenig eigene Verzerrungen produziert. Die größten Verzerrungen können bei elektroakustischer oder elektromagnetischer Wandlung entstehen, wobei diese im Vergleich zu rein elektronischen Verzerrungen stets von geringer Ordnung sind [GEDDES03]. Je mehr Geräte zwischen Testgerät und Lautsprecher liegen, desto eher können Verzerrungen potenziert oder anderweitig verfälscht werden. So können z. B. analoge Bandmaschinen oder steifflankige Filter in AD/DA-Wandlern zuvor unhörbare Gruppenlaufzeiten bis zur Hörbarkeit vergrößern. Auch ist es möglich, dass durch laufzeitbedingte Überlagerungen von Amplitudenmaxima der Spitzenpegel ansteigt oder absinkt, was eine Änderung der spezifischen nichtlinearen Verzerrungen nachfolgender Geräte verursachen kann [WHITLOCK95], die jedoch ohne eine kritische Betrachtung evtl. dem Testgerät selbst zugeschrieben würde. In einer modernen Wiedergabekette mit hochwertigen AD/DA-Wandlern ist der Lautsprecher die wahrscheinlichste Quelle von Verzerrungen. Diese können jedoch in Grenzen gehalten werden, wenn die Abhörlautstärke nicht zu groß gewählt wird. Eine mittlere Lautstärke hat auch den Vorteil, dass die Eigenverzerrungen des Gehörs noch gering und die frequenzabhängige Wahrnehmung vergleichsweise ausgewogen ist.

Ist das Grundrauschen von Signal oder Testgerät relativ hoch, so können besonders die leiseren Verzerrungsprodukte höherer Ordnung, die ansonsten keiner Verdeckung unterliegen, „verschleiert“ und so unhörbar gemacht werden. Es ist daher strittig, ob Rauschen in jeder Situation per Se einen negativen Einfluss auf die Klangqualität hat oder sie auch „beschönigen“ kann.

Regieplätze oder sonstige Abhörräume weisen stets eine gewisse, wenn auch meist geringe Halligkeit auf. Jedoch kann auch eine relativ kurze Hallfahne von lauten Passagen etwaige Übernahmeverzerrungen in leisen Passagen oder Klangfarbenänderung durch Gruppenlaufzeiten verdecken. Befindet sich der Hörer in einem lokalen Maximum oder Minimum der stehenden Welle einer Grundfrequenz, so können die Verzerrungsprodukte vergleichsweise leiser oder lauter erscheinen [CABOT90]. Bei Kopfhörern oder im reflexionsarmen Raum treten diese Phänomene nicht auf, jedoch wird dies im professionellen Bereich selten einer realen Abhörsituation entsprechen.

## 3.5 KORRELATION VON WAHRNEHMUNG UND MESSVERFAHREN

### 3.5.1 VERGLEICH DER VERSCHIEDENEN VERFAHREN

Die *standardisierte Klirrfaktormessung* bei 1 kHz berücksichtigt als Eintonverfahren in keiner Weise die als weitaus störender empfundenen Intermodulationsverzerrungen. Eine Aussage über Frequenzabhängigkeit ist nicht möglich. Messwerte bei anderen üblichen Frequenzen wie 40 Hz und 5 kHz, die ein frequenzabhängiges Verhalten zumindest umreißen können, werden in technischen Daten selten explizit genannt. Die Berechnung des Klirrfaktors durch geometrische Addition – besonders die bloße Approximation durch lediglich  $k_2$  und  $k_3$  – entspricht nicht der durch Frequenzverdeckung beeinflussten Wahrnehmung. Hohe Amplituden werden bei der Klirrfaktormessung übermäßig stark gewichtet, sodass kleine Amplituden für das zahlenmäßige Ergebnis vernachlässigbar erscheinen. Bei wachsender Verzerrung steigen die Amplituden der Harmonischen niedriger Ordnung zuerst an, sodass vergleichsweise leise Harmonische höherer Ordnung das Ergebnis nur mehr oder weniger gering beeinflussen, obwohl gerade Letztere stärker hörbar sein können.

Eine Frequenz-„gesweepte“ *Messung des Klirrfaktors* ist nur bis ca. 6,5 kHz sinnvoll, da  $k_2$  und  $k_3$  mit weiter steigender Frequenz aus dem Hörbereich geschoben werden. Für sehr tiefe Frequenzen wiederum kann eine Verfälschung der eigentlichen Messung eintreten, wenn die Harmonischen niedriger Ordnung so nahe bei der Grundfrequenz liegen, dass sie durch die endliche Flankensteilheit des Analysefilters (bzw. der überlappenden mehreren FFT-Filter) nicht mehr separat gemessen werden können, sodass die Grundfrequenz selbst in das Ergebnis mit eingeht.<sup>1</sup> Eine Überbewertung des Klirrfaktors kann bei zu tiefen Frequenzen hin bandbegrenzten Systemen eintreten, wenn der Grundton im Vergleich zu den Harmonischen abgeschwächt wird. Zusätzlich ist zu bedenken, dass die Hörschwelle besonders für harmonische Verzerrungen niedriger Ordnung bei tiefen Frequenzen sehr hoch ist.

Der *Intermodulationsfaktor* approximiert die Interaktion verschiedener Frequenzbereiche bei praktischen Verzerrungen, gewichtet allerdings durch die geometrische Addition IM-Teilfaktoren hoher Amplitude (die mit großer Wahrscheinlichkeit niedriger Ordnung sind) ebenfalls besonders stark. Je höher jedoch  $f_1$  gewählt wird, desto größer ist die Spreizung der Seitenbänder, und auch die Teilfaktoren niedriger Ordnung rücken zunehmend in weniger verdeckte Frequenzbereiche, sodass die Korrelation zur Wahrnehmung steigt. Ein Sweep durch das Audioband ist aufgrund der bereits großen Entfernung  $\Delta f$  zwischen  $f_1$  und  $f_2$  nicht sinnvoll.

Der *Differenztonfaktor* eignet sich wegen seines kleinen  $\Delta f$  gut für Sweeps, aufgrund der geringen Entfernung der ungeraden Verzerrungsprodukte von den Messfrequenzen sogar bis nah an die Obergrenze des Audiobandes. Dadurch lassen sich auch *frequenzabhängige* Verzerrungen im oberen Hörbereich erfassen. Allerdings korreliert die Lage der Verzerrungsprodukte schlecht mit der Wahrnehmung, da die geraden Komponenten in den tiefen, weniger empfindlichen Frequenzbereich des Gehörs fallen und die ungeraden Komponenten der Verdeckung durch die Messfrequenzen unterliegen. Eine Messung unterhalb von 250 Hz wird zunehmend fehlerbehaftet durch das Analyseproblem sehr nahe zusammenrückender Summen- und Differenzöne bis hin zu deren Überlagerung.

Zur besseren Approximation der Bewertung von Verzerrungsprodukten durch das Ohr sind verschiedene Modelle zur stärkeren Gewichtung der Komponenten höherer Ordnung vorgeschlagen worden. Auch macht die visuelle Beurteilung der einzelnen Komponenten mittels

---

<sup>1</sup> Heutige digitale Algorithmen bieten jedoch im Allgemeinen eine hinreichende Genauigkeit.

FFT zumindest eine qualitative Aussage über den möglichen Höreindruck in Abhängigkeit von vorhandenen Verzerrungsmechanismen möglich. Trotzdem kann keines der Ein- oder Zweitonverfahren für sich allein eine genügende Annäherung an den Höreindruck bei realem Programm-Material darstellen.

Ein *Multitonverfahren*, das auf einem Signal von 10 logarithmisch verteilten Testfrequenzen basiert, wurde von [CZERWINSKI01] vorgeschlagen und von [TAN03] erweitert. Die logarithmische Verteilung der Testtöne zwischen 50 Hz und 15 kHz approximiert eine Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion von Musik – ein Faktor, der bei den übrigen Verfahren völlig unbeachtet bleibt.<sup>1</sup> Bei der visuellen Beurteilung des Ausgangsspektrums lässt sich ablesen, in welchen Bändern zwischen den Messfrequenzen verstärkt nichtlineare Verzerrungen auftauchen. Das zahlenmäßige Messergebnis berechnet sich aus den Effektivwerten eines jeden Bandes, deren Ein- und Ausgangswerte in dB konvertiert, voneinander subtrahiert und dann zum „Distortion Score“ aufsummiert werden: In Hörversuchen wurde eine gute Korrelation mit der Wahrnehmung der allgemeinen Wiedergabequalität festgestellt. Eine detaillierte Aussage über bestimmte klangliche Aspekte ist jedoch nicht möglich.

Die direkte *visuelle* Beurteilung von Verzerrungen eines Sinussignals auf dem Oszilloskop erlaubt weder Aussagen zur allgemeinen Klangqualität noch zu durch unterschiedliche Nichtlinearitäten hervorgerufenen klanglichen Aspekten. Die sichtbare Verformung setzt erst ab einer nicht mehr akzeptablen Verzerrung von ca. 10 % Klirrfaktor ein,<sup>2</sup> sodass lediglich eine grobe Voreinschätzung der prinzipiellen Eigenschaften des Testgeräts erfolgen kann.

### 3.5.2 ZUSÄTZLICHE BETRACHTUNGEN

Alle zuvor genannten Verfahren basieren auf stationären Testsignalen, wogegen Sprache und Musik aus einer Vielzahl von dynamisch in Amplitude und Frequenz variierenden Tönen bestehen. Werden die Verzerrungen von Testsignalen direkt nach in 3.4.1 besprochenen Kriterien beurteilt, so kann ein jedes Messverfahren lediglich eine Annäherung an den realen Betrieb liefern. Zusätzlich zu einer Bewertung der direkten Hörbarkeit ist jedoch eine analytische, gleichsam „abstrahierende“ Beurteilung möglich, indem auch außerhalb der Hörbarkeitskriterien liegende Verzerrungsprodukte als Indikatoren für prinzipielle Nichtlinearitäten am Testgerät aufgefasst werden, die im realen Betrieb hörbare Effekte verursachen. Dies kann eine Untersuchung unter Umständen erheblich vereinfachen. So erlaubt z. B. die Anwendung der Klirrfaktormessung auch im oberen Frequenzbereich gültige Rückschlüsse, solange der Frequenzgang des Testgerätes oberhalb des Hörbereichs hinreichend linear ist.

Als Beispiel kann die harmonische Verzerrung eines Sinus bei 12 kHz dienen: Die Obertöne selbst sind nicht hörbar, da sie oberhalb von 20 kHz liegen. Sind die Verzerrungen jedoch stärker als im mittleren und unteren Frequenzbereich, so deutet dies auf eine generell erhöhte Nichtlinearität bei hohen Frequenzen hin, deren Hörbarkeit im realen Betrieb wahrscheinlich ist, da sie nicht nur stärkere harmonische Verzerrungen, sondern auch eine erhöhte Generierung von Summen- und Differenztönen verursacht. Die Überprüfung durch Anlegen eines entsprechenden DFD-Testsignals wird nicht nur Verzerrungsprodukte innerhalb des Hörbereichs, sondern im Vergleich zum unteren Frequenzbereich ebenfalls erhöhte Messwerte der Differenztonfaktoren liefern. Ein weiteres Beispiel für die analytische Beurteilung sind Verzerrungen niedriger Ordnung bei tiefen Messfrequenzen: Die resultie-

<sup>1</sup> Die Orientierung an der Wahrscheinlichkeitsdichte macht jedoch das Testsignal an sich – diverse statische, in unharmonischen Abständen verteilte Töne – nicht weniger artifiziell.

<sup>2</sup> Hartes Clipping ist noch etwas früher erkennbar, jedoch aufgrund der plötzlich ansteigenden Verzerrungen gleichermaßen kritisch.

renden Harmonischen unterliegen im unteren Frequenzbereich besonders stark dem Verdeckungseffekt durch die Nähe zum Grundton, sodass der Verzerrung des reinen Testsignals zunächst eine geringe Hörbarkeit zugeschrieben wird. In Verbindung mit einem zusätzlich angelegten Testton können jedoch durchaus entfernter liegende, weniger oder nicht verdeckte Summen- und Differenztöne auftreten, was umso mehr für den realen Betrieb gelten muss.

Je höher Amplitude und Ordnung der auftretenden Verzerrungen liegen, desto breiter und „unharmonischer“ werden sich die Summen- und Differenztöne eines realen Signals im Hörbereich verteilen, was eine hörbare oder gar störende Veränderung des Klangs zunehmend wahrscheinlich macht. Daher sollten nicht nur  $k_2$  und  $k_3$  bzw.  $d_2$  und  $d_3$ , sondern auch die Verzerrungsprodukte höherer Ordnung berücksichtigt werden. Das Einbeziehen von  $k_4$  und  $k_5$  in Sweeps liefert z. B. eine bessere Approximation des Klirrspektrums, genauer ist jedoch die zusätzliche Beobachtung des Ausgangssignals mittels FFT-Analyser, wodurch stets die Änderung des gesamten Verzerrungsspektrums verfolgt werden kann.

Zur analytischen Beurteilung von Geräten, die im untersuchten Frequenzbereich keinen linearen Amplitudenfrequenzgang aufweisen, muss bekannt sein, ob die Anhebung oder Beschneidung eines Frequenzbereichs vor oder nach der die untersuchten Verzerrungen produzierenden Stufe geschieht. Weist z. B. eine Verstärkerstufe einen linearen Eingang, jedoch eine nachgeschaltete Frequenzbeschneidung am Ausgang auf, so kann eine Verfälschung des Verzerrungsspektrums und damit wichtiger zu messender Komponenten eintreten.<sup>1</sup> So kann z. B. bei DFD-Messung der von  $d_2$  bei 80 Hz repräsentierte quadratische Anteil durch eine nachgeschaltete Tiefenbeschneidung abgeschwächt werden; im Fall einer vorgeschalteten Tiefenbeschneidung trifft das Testsignal jedoch erst nach Durchlaufen des frequenzabhängigen Gliedes auf den nichtlinearen Mechanismus, sodass  $d_2$  nicht beeinträchtigt wird. Dasselbe Prinzip gilt für den Frequenzbereich oberhalb der Hörgrenze bei Klirrfaktormessung: Findet dort eine ausgangsseitige Anhebung – etwa durch die Resonanzüberhöhung eines Ausgangsübertragers – statt, so steigt der Klirrfaktor bereits bei hohen Frequenzen innerhalb des Hörbereichs scheinbar an, da die Harmonischen stärker in Erscheinung treten. In Wirklichkeit besteht jedoch keine Frequenzabhängigkeit der verursachenden Nichtlinearität, sodass auch Signale im realen Betrieb, welche die fraglichen Messfrequenzen enthalten, keine erhöhten Verzerrungen innerhalb des Hörbereichs hervorrufen.

---

<sup>1</sup> Bei zu großer Abweichung vom linearen Frequenzgang ist dabei nur mehr eine qualitative Beurteilung möglich.

# 4 MESSTECHNISCHE UNTERSUCHUNG VERSCHIEDENER IMPEDANZWANDLER

## 4.1 VORBETRACHTUNG

Um die verschiedenen Messergebnisse eines jeden Impedanzwandlers möglichst einfach untereinander in Beziehung setzen zu können und so ein möglichst detailliertes Bild des Verzerrungsverhaltens zu bekommen, sollten die Messungen mit möglichst nahe „verwandten“ Methoden und Größen durchgeführt werden. Die Klirrfaktormessung mit Sweeps über Frequenz und Amplitude erschien hier recht universell, da die meisten Impedanzwandler eine weit über der Hörschwelle liegende obere Grenzfrequenz aufweisen, sodass diese Messmethode auch im oberen Hörbereich angewandt werden konnte. Bei Impedanzwandlern mit stärkerer oberer Bandbegrenzung bot sich eine ergänzende Differenztonmessung über Frequenz und Amplitude an. Zusätzliche FFT-Snapshots (= „Momentaufnahmen“) an einheitlich festgelegten Punkten des Klirrfaktor-Sweeps über Amplitude sollten die Anschaulichkeit erhöhen.

Die Auswahl der zu messenden Mikrofone sollte einen möglichst repräsentativen Querschnitt der schaltungstechnischen Entwicklung von Impedanzwandlern darstellen<sup>1</sup>. Insgesamt standen 12 verschiedene Mikrofontypen zur Verfügung, die sich im Schaltungsaufbau teils geringfügig, teils erheblich unterscheiden. Um eine umfassende Darstellung der Messergebnisse bei gleichzeitiger Wahrung der Übersichtlichkeit zu erreichen, wurden 8 Mikrofone zur genaueren Untersuchung ausgewählt. Die Messungen der verbleibenden 4 anderen Impedanzwandler sollten bei der Auswertung an geeigneter Stelle ergänzend hinzugezogen werden. Konkret wurden folgende Mikrofone gewählt:

Typ	Hersteller	Baujahr ab	Kurzbeschreibung <sup>2</sup>
U47	Neumann/Berlin	1949	Einstufige Röhrenschaltung, AÜ
U67	Neumann/Berlin	1960	Einstufige Röhrenschaltung, Spannungs-GK durch Kapsel und AÜ mit frequenzabhängigen Netzwerken
KM84	Neumann/Berlin	1966	Einstufige FET-Schaltung, leichte Spannungs-GK, AÜ
CMC-5U	Schoeps	1973 <sup>3</sup>	Zweistufig (FET + 2x BJT), Strom-GK, übertragerlos, ohne Kopplkondensatoren
MV692	Microtech Gefell <sup>4</sup>	1972	Zweistufig (FET + BJT), stärkere Spannungs-GK über 2 Stufen, AÜ
C414 B-ULS	AKG	1986	Komplexe Elektronik m. aktivem HP & OPV, Globale GK auf V=1, AÜ
TLM103	Neumann/Berlin	1997	OPV mit 2x FET (Eingang), komplementäre Treiber- u. Endstufe, globale GK auf V=1, passiv symmetriert
M149	Neumann/Berlin	1995	Komplexe Elektronik m. Röhre (Eingang), aktivem HP, 2 OPV's, ca. 9 dB Gain, passiv symmetriert

<sup>1</sup> Der Anspruch eines ebenso repräsentativen Querschnitts bezüglich der verschiedenen Hersteller fand seine Grenzen in der Verfügbarkeit der Mikrofone im Umfeld des Verfassers. Er hat sich jedoch zumindest dahingehend erfüllt, dass (hinsichtlich NF-Impedanzwandlertechnik für den professionellen Bereich) keiner der „traditionellen“ Hersteller innerhalb des deutschsprachigen Raumes ausgelassen werden musste.

<sup>2</sup> Abkürzungen: AÜ = Ausgangsübertrager, GK = Gegenkopplung, HP = Hochpass, OPV = Operationsverstärker, diskret oder hybrid (SMD) aufgebaut

<sup>3</sup> Nahezu die gleiche Schaltung wurde bereits in den 60er Jahren in der CMT-Serie verwendet (siehe 2.4.2.2).

<sup>4</sup> in der Zeit der deutschen Teilung unter RFT / VEB Mikrofon-technik Gefell produziert

Die verbleibenden weiteren Typen waren:

<i>Typ</i>	<i>Hersteller</i>	<i>Baujahr ab</i>	<i>Kurzbeschreibung</i>
U47 N	Neumann/Berlin	1949	wie U47, jedoch mit 13CW4 (Nuvistor) als Ersatz für VF14
M269c	Neumann/Berlin	1960	Wie U67, Röhre jedoch AC701k statt EF86
U87	Neumann/Berlin	1967	Einstufige FET-Schaltung, GK durch Kapsel mit frequenzabhängigem Glied, AÜ
TLM170	Neumann/Berlin	1983	2x FET (Eingang), aktiver HP, 2 OPV's mit GK auf V=1, passiv symmetriert

Das *TLM103* beinhaltet Elemente des TLM170 (Eingangsstufe, Operationsverstärker) in weiterentwickelter und zusammengefasster Form, jedoch fehlen aktiver Hochpass 2. Ordnung und gesonderter Ausgangstreiber. Die Grenzfrequenz des Filters 1. Ordnung ist wesentlich tiefer gewählt und wird durch die Koppelkondensatoren am Ausgang bestimmt. Die verwendete Kapsel hat ausschließlich Nierencharakteristik. U47 / U47 N und U67 / M269c erlauben jeweils den direkten Vergleich einer praktisch identischen Schaltung hinsichtlich Variation von Bauteilen (Röhre, Übertrager), Exemplarstreuungen usw. Ähnliches gilt für KM84 / U87, wobei die Unterschiede hier etwas größer sind (Übertragergröße, Eingangsschaltung bzw. Gegenkopplungspfad).

## 4.2 AUFBAU UND DURCHFÜHRUNG DER MESSUNGEN

### *Messsystem*

Für die Messungen wurde das System *dscope III* von PrismSound in Verbindung mit einem Laptop benutzt. Eine Auswahl der relevanten technischen Daten ist im Anhang 6.3 zu finden. Das System ermöglicht Messungen mit diversen Testsignalen, automatisierbaren Sweeps über Amplitude und Frequenz sowie deren grafische Aufbereitung.

### *Aufbau*

Der Messaufbau ist in Abb. 4-1 dargestellt. Das Testsignal wurde vom Generator mit einem Ausgangswiderstand von  $25 \Omega$  über den Drehkondensator C1 auf den Impedanzwandler gegeben. C1 wurde so eingestellt, dass sich die Kapazität einer üblicherweise mit dem Impedanzwandler verwendeten Kapsel ergab. Dabei musste die sich aus der Länge des Kabels vom Generator zu C1 ergebende Kapazität von einigen pF mit berücksichtigt werden. Aufgrund der fehlende Abschirmung des äußerst hochohmigen Impedanzwandler-Eingangs durch ein Kapselgehäuse musste eine zusätzliche Abschirmung geschaffen werden, um störende Einstreuungen fernzuhalten. Der Impedanzwandler wurde daher in einem geschlossenen Metallbehälter platziert, der auf Massepotential gelegt war<sup>1</sup>.

Die genannte Problematik entfiel bei Mikrofonen, die einen Messeingang aufwiesen, sodass das Signal über rein ohmsche anstatt kapazitive Ankopplung zugeführt werden konnte. Die jeweils resultierende Spannung an der Kapsel entsprach dabei laut [SCHNEIDER2005] der Spannung am Messeingang. Bei den einen solchen Eingang aufweisenden Typen U67, M269c, U87 und M149 war es für die korrekte Funktion jedoch erforderlich, dass die zum jeweiligen Impedanzwandler gehörende Kapsel aufgesteckt war. Um akustische Störungen zu

<sup>1</sup> restliche Masseführung und Kabelschirmung nicht in der Abbildung dargestellt

vermeiden, wurde das jeweilige Mikrofon im Metallbehälter belassen, welcher mit schallabsorbierendem Material ausgekleidet und seinerseits in einem größeren zweiten, mit ebensolchem Material ausgekleideten Behälter platziert wurde. Die erreichte Dämmung war auch bei tiefen Frequenzen noch hinreichend groß, sodass keine Verfälschungen von Messungen zu erwarten waren.

Die Einspeisung in die Impedanzwandler der Mikrofone vom Typ TLM103 und TLM170 erfolgte direkt durch die Kapsel. Da hierbei der als faradayscher Käfig wirkende Einsprechkorb entfernt werden musste, resultierten zunächst beide beschriebenen Probleme zugleich; durch die „verschachtelte“ Schalldämmung bei gleichzeitiger Masseverbindung des inneren Behälters konnten sie jedoch gleichfalls eliminiert werden.

Der Impedanzwandler wurde je nach Typ durch ein zugehöriges externes Netzgerät (PSU) oder die in der Adaptionsschaltung enthaltene Phantomspeisung versorgt. Letztere wurde über S2 geschaltet, über R5 / C6 nachgesiebt und über R1 / R2 auf die Modulationsadern gegeben. Durch C4 / C5 wurde der restliche Teil der Schaltung sowie der Eingang des Analysers gleichstromfrei gehalten, der Massebezug wurde durch R3 / R4 hergestellt.

Das vom Impedanzwandler kommende Signal gelangte durch C4 / C5 direkt an den Eingang des Analysers, dessen Eingangsimpedanz 100 k $\Omega$  betrug. Um den Impedanzwandler angemessen zu belasten, waren zwischen den Modulationsadern verschiedene Querwiderstände mittels eines Drehschalters wählbar. Neben den im heute üblichen Bereich liegenden 1,2 k $\Omega$  waren 300  $\Omega$ , 600  $\Omega$  und 10 k $\Omega$  vorhanden, wodurch die Reaktion des jeweiligen Impedanzwandlers auf abweichende Lastimpedanzen, wie sie bei verschiedenen Vorverstärkern durchaus auftreten können<sup>1</sup>, geprüft werden konnte. Die einzelnen Widerstände sind vereinfacht in R6 zusammengefasst. C3 / C4 waren so groß gewählt, dass auch bei niedriger Lastimpedanz keine Veränderung des Frequenzgangs eintrat. Um das Verhalten beim Treiben langer Kabelwege zu testen und entsprechende Kapazitäten zwischen den Modulationsadern und Schirm bzw. Masse zu simulieren, waren zusätzlich C2 / C3 schaltbar. Die verwendeten Werte pro

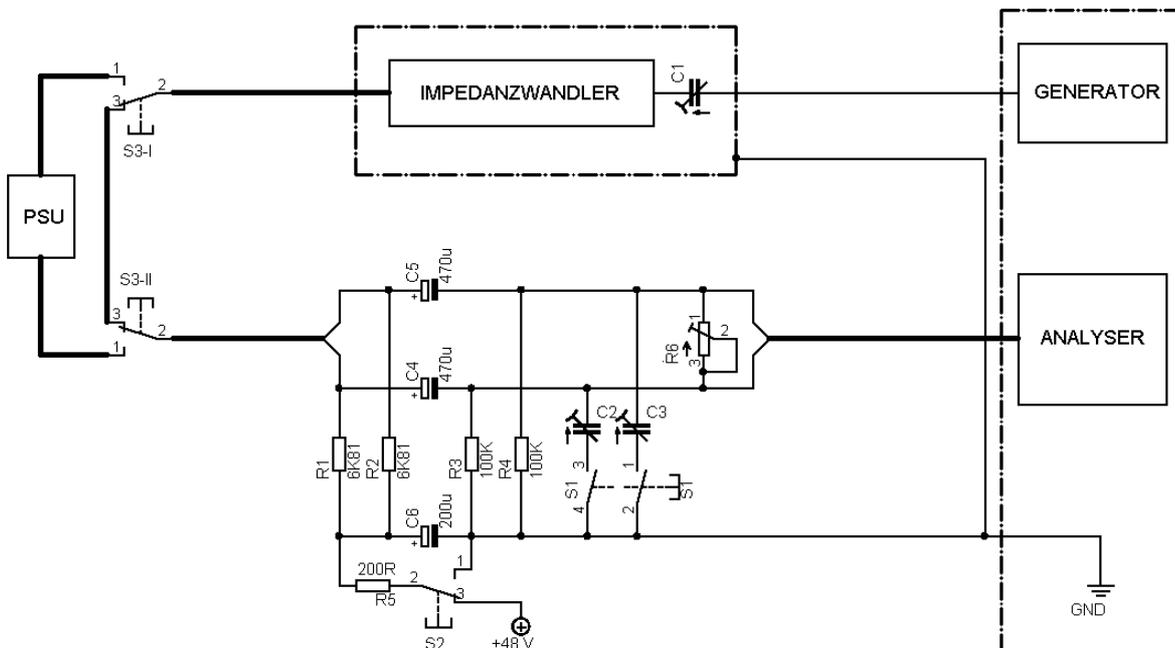


Abbildung 4-1. Messaufbau

<sup>1</sup> Eine weitere Ursache für Verringerung der Lastimpedanz kann das parallele Anschalten mehrerer Vorverstärker an ein Mikrofon sein, wenn keine aktive Pufferung („aktiver Splitter“) benutzt wird.

Ader waren 4,7 nF und 22 nF, was zusammen jeweils einer zwei- bzw. dreistelligen Kabellänge in Metern entspricht.

### Durchführung

Zu Beginn der Messung eines jeden Impedanzwandlers wurde – gegebenenfalls nach Einstellung der korrekten Ersatzkapazität – die einem Gesamtklirrfaktor (THD) von 0,5 % entsprechende Eingangsspannung  $U_{IN}$  bestimmt. *Diese Eingangsspannung diente jeweils für die gesamte Messung als Referenz von 0 dBr*<sup>1</sup>. Der relative Bezug ermöglicht einen einfachen Vergleich der Impedanzwandler untereinander. Bei stark gegengekoppelten Schaltungen stellen 0,5 % THD praktisch die Übersteuerungsgrenze dar, weil bei nur geringfügiger Erhöhung von  $U_{in}$  schlagartig hartes Clipping mit breitbandigen Verzerrungen auftritt. Bei weniger gegengekoppelten Schaltungen ergibt sich unter Umständen ein erweiterter Dynamikbereich (siehe S.67).

Als erste Sweep-Messung wurden *Frequenz und Phase* bei -10 dBr gemessen. Um einen besseren Überblick über das generelle Verhalten der Schaltung sowie eventuell zu erwartende Einschränkungen bezüglich der Messung nichtlinearer Verzerrungen im oberen oder unteren Frequenzbereich zu bekommen (siehe 3.5.2), wurde der Sweep über den gesamten zur Verfügung stehenden Messfrequenzbereich ausgeführt. In Verbindung mit einer Samplingfrequenz von 192 kHz betrug dieser 4 Hz bis 90 kHz bei einer Toleranz von +0,05/-0,1 dB. Die Sweeps wurden für eventuell schaltbare Filter, für höhere Aussteuerung, sowie für verschiedene ohmsche und kapazitive Lastimpedanzen wiederholt. Diese zusätzlichen Ergebnisse sind jedoch nur bei signifikant erscheinenden Effekten wiedergegeben. Es folgten Sweep-Messungen bezüglich Verzerrungen über Frequenz und Amplitude, wobei der jeweils nicht „gesweept“ Parameter zusätzlich variiert wurde – d. h. Frequenzsweeps mit verschiedenen Eingangsspannungen, Amplitudensweeps mit verschiedenen Messfrequenzen. Um den Umfang von Messungen und darzustellenden Werten zu begrenzen, wurden sie nur für 1,2 k $\Omega$  Last durchgeführt<sup>2</sup>. *THD über  $U_{IN}$*  wurde für 50 Hz, 1 kHz und 5 kHz, sowie bei entsprechender Indikation auch bei 100 Hz und 18 kHz durchgeführt. Eine solche Indikation war z. B. gegeben, wenn Impedanzwandler mit Ausgangsübertrager auf dessen nichtlinearen Einfluss zu mittleren Frequenzen hin untersucht oder komplexe, stark gegengekoppelte Schaltungen auf erhöhte Nichtlinearitäten bei sehr hohen Frequenzen (vgl. S. 47) geprüft werden sollten. Zur besseren Beurteilung des Verlaufs des Klirrspektrums wurden zusätzlich die Harmonischen  $k_2$  bis  $k_5$  über  $U_{IN}$  einzeln gemessen. Es folgten Sweeps für *THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz* bei -10, -3 und 0 dBr, sowie für positive Werte im Fall eines eventuell erweiterten Dynamikbereichs. Zum Vergleich bzw. zur unterstützenden Darstellung bei Bandbegrenzung wurden  *$d_2$  +  $d_3$  über  $U_{IN}$*  sowie  *$d_2$  +  $d_3$  über Frequenz* gemessen. Da sich beim verwendeten Messsystem die Pegelangebe des Frequenzgenerators nicht auf den Gesamtausgangspegel des Zweitonsignals, sondern lediglich auf  $f_1$  bezieht, mussten die interessierenden Amplituden zum Ausgleich des sich ergebenden doppelten Spitzenwertes um jeweils 6dB geringer angesetzt werden<sup>3</sup>. Weiterhin waren aufgrund des verfügbaren Analysefilters für  $d_3$  lediglich Messungen oberhalb von 1 kHz sinnvoll (s. u.). Die Verzerrungsspektren der Amplituden-Sweeps wurden durch FFT-Snapshots bei -10, -3 und 0 dBr usw. zusätzlich festgehalten.

<sup>1</sup> r = relativ

<sup>2</sup> Allgemein gilt, dass die Übersteuerungsgrenze von Impedanzwandlern mit unterschiedlicher Last innerhalb spezifischer Grenzen variiert, und dass die Grenzwerte mit fallender Ausgangsimpedanz sinken.

<sup>3</sup> Die Summierung zweier gleicher unkorrelierter *Effektivwerte* ergibt definitionsgemäß zwar nur eine Erhöhung um 3 dB, jedoch muß bei der Betrachtung der oberen Aussteuerungsgrenze der *Spitzenwert* berücksichtigt werden (siehe auch DIN 45403). Dies gilt besonders im Fall von hartem Clipping.

### *Fehlerbetrachtung*

Bei allen THD-Messungen wurde nicht „THD+N“ (vgl. 3.3.1), sondern nur die Harmonischen gemessen. Da mit fallender Testfrequenz immer mehr Harmonische in den Messfrequenzbereich fallen, geht das an dieser Stelle vorhandene Rauschen trotzdem zunehmend in das Ergebnis ein. Mit den im Messsystem verfügbaren Tiefpassfiltern kann der Effekt nur innerhalb gewisser Grenzen reduziert werden. Während das Klirrdämpfungsmaß bei hohen Pegeln durch die Harmonischen bestimmt wird, so geschieht dies bei niedrigen Pegeln durch den sinkenden Abstand des Signals zum Rauschteppich. In einer mittleren Position<sup>1</sup> liegt der Punkt maximaler Klirrdämpfung, unterhalb dessen ein entsprechender Anstieg von THD mit 6 dB/Oktave resultiert. Dem Effekt zusätzlich überlagert ist jedoch die Tatsache, dass das Rauschen eines Impedanzwandlers aufgrund der Hochpasseigenschaft seines Eingangskreises (siehe 2.4.1.2) mit fallender Frequenz ansteigt. Eine kleine Fensterbreite des FFT's verringert den Fehler, benötigt jedoch aufgrund der steigenden Blockgröße mehr Zeit, was sich bei Sweeps mit vielen Stützstellen in der Kurve sowie einer Mittelung aus mehreren Messwerten pro Stützstelle<sup>2</sup> potenziert und störend auswirkt. Da in dieser Arbeit jedoch primär der obere Teil des Aussteuerbereichs von Impedanzwandlern betrachtet wird, wurde das Phänomen vernachlässigt.

Ein weiterer, ebenfalls mit der Fensterbreite zusammenhängender Effekt bei Frequenz-Sweeps konnte allerdings in keiner Weise vernachlässigt werden: Die Fensterbreite des FFT's wird mit fallender Frequenz groß gegen den Abstand der Harmonischen zur Grundfrequenz, sodass ab einem bestimmten Punkt die Grundfrequenz selbst in das Ergebnis miteingehen würde. Bei sehr tiefen Frequenzen ist zur korrekten Messung daher eine Blockgröße von 128k erforderlich. Da dies die Messung über den gesamten Frequenzbereich sehr verlangsamt hätte, wurde der Sweep im oberen Frequenzbereich mit 8k Blockgröße begonnen, das Verhältnis der Fensterbreite des FFT's im Verhältnis zum Abstand der Harmonischen zur Grundfrequenz auf dem FFT-Analysefenster beobachtet und an den notwendigen Punkten jeweils verdoppelt.

Neben Presets zur Detektierung von THD und einzelnen Harmonischen enthielt das Messsystem u. a. auch Preset-Algorithmen zur DFD- und IMD-Messung. Das Analysefilter für die DFD-Messung lag dabei fest auf 80 Hz, berücksichtigte also lediglich die Verzerrung 2. Ordnung  $d_2$ . Da kein Algorithmus für die exakte Messung von  $d_3$  existierte, wurde das normalerweise zur IMD-Messung verwendete Analysefilter benutzt. Dies berücksichtigt das obere Seitenband der jeweiligen oberen Messfrequenz  $f_2$ , dies jedoch nicht mit einer von  $f_2$  abhängigen, sondern festen Bandbreite von ca. 700 Hz. Dadurch gehen nicht nur der obere<sup>3</sup> Anteil von  $d_3$ , sondern gleichzeitig auch die jeweiligen Anteile der kubischen Differenzverzerrungen höherer Ordnung in die Messung ein. Aufgrund der festen Bandbreite rückt mit fallender Frequenz auch das untere Seitenband der 2. Harmonischen in das Analysefenster, sodass ein höherer Wert für  $d_3$  resultiert. Die DFD-Sweeps wurden daher nur von 1 kHz bis 20 kHz durchgeführt. Mit steigender Frequenz wird die Analysebandbreite klein gegen das Seitenband von  $f_2$ , sodass geringere Werte entstehen und insbesondere Verzerrungen höherer Ordnung nicht mit eingehen.

<sup>1</sup> Der genaue Punkt ist abhängig von der Schaltung. Je geringer der Anstieg von harmonischen Verzerrungen bis zum Übersteuerungspunkt, desto weiter „rechts unten“ liegt er in der grafischen Darstellung von THD über  $U_{IN}$ .

<sup>2</sup> Abhängig von den Höhe der Störungen durch elektronische Restestreuung oder (schwierig zu dämmenden) tieffrequenten Schall im jeweiligen Amplituden- oder Frequenzbereich wurden für eine hinreichende Genauigkeit 2 bis 5 Mittelungen vorgenommen.

<sup>3</sup> die kubischen Anteile von Differenztönen sind stets paarig jeweils oberhalb und unterhalb der Messfrequenzen platziert, siehe S. 40

Hinsichtlich des praktischen Aufbaus im Fall der kapazitiven Einspeisung über Ersatzkapazität oder Kapsel ist zu erwähnen, dass eine Änderung der Kabelführung oder gar ein Zusammenrollen dessen bereits eine kapazitive Änderung um einige pF verursachen konnte. Dies fiel beim Ersatz von Kleinmembrankapseln (ca. 35 – 45 pF) stärker ins Gewicht als bei Großmembrankapseln (ca. 50 – 95 pF). Im ungünstigsten Fall einer Erhöhung der Ersatzkapazität von 35 pF um 5 pF lässt sich jedoch leicht nachrechnen, dass die Eingangsspannung am Impedanzwandler nur um knapp 1,2 dB angehoben wird<sup>1</sup>. Da der Fokus der Betrachtung in dieser Arbeit nicht auf einem quantitativen Vergleich der Übersteuerungsgrenze der verschiedenen Impedanzwandler, sondern auf einem Vergleich ihrer individuellen Verzerrungseigenschaften liegt, wurde die Größenordnung der Abweichung als zulässige Toleranz angesehen.

## 4.3 DISKUSSION DER ERGEBNISSE

### 4.3.1 ALLGEMEINE ASPEKTE

Die Ergebnisse der Messungen aller Impedanzwandler sind im Anhang 6.2 grafisch dargestellt. Dabei wurde konsequent die logarithmische Darstellung gewählt, da sich mit ihr der gesamte jeweils interessierende Bereich übersichtlich wiedergeben lässt, während bei der linearen Darstellung in Prozent nur innerhalb eines begrenzten Bereichs überhaupt ein sinnvolles Ablesen möglich ist. Die Abbildungen für jeden Impedanzwandler sind in jeweils gleicher Abfolge auf einer Doppelseite angeordnet, sodass einfache Vergleiche durch Umläutern möglich sind. Um die Übersichtlichkeit zu erhalten, wurde die Anzahl der Abbildungen auf jeweils neun beschränkt; die ersten sieben zeigen jeweils fest zugeordnete Darstellungen, wobei pro Impedanzwandler je nach Signifikanz zusätzliche Parameter oder Teilmessungen integriert sein können. Der verbleibende Platz wurde für zusätzliche Darstellungen von Messergebnissen des selben Impedanzwandlers oder für Vergleiche mit weiteren Impedanzwandlern verwendet. Die Anordnung der Darstellungen auf jeder Doppelseite ist wie folgt:

FREQUENZGANG (= Amplitude & Phase über Freq.) <i>f = 5 Hz – 90 kHz, U<sub>IN</sub> = -10 dBr Amplitudenbereich 40 dB, Phasenwinkel -180° bis 180°</i>		THD ÜBER U <sub>IN</sub> [dB / dBu] <i>f = 40 Hz / 1 kHz / 5 kHz (evtl. 18 kHz)</i>	
THD + k <sub>2</sub> + k <sub>3</sub> ÜBER FREQUENZ [dB / f] <i>f = 20 Hz – 20 kHz U<sub>IN</sub> = -10 / 0 dBr (evtl. -3 / +3 / +6 / +10 dBr)</i>		k <sub>2</sub> - k <sub>5</sub> ÜBER U <sub>IN</sub> [dB / dBu] <i>f = 1 kHz (evtl. 40 Hz / 18 kHz)</i>	
KLIRRSPEKTRUM bei 1 kHz (FFT) <i>U<sub>IN</sub> = -10 dBr</i>	KLIRRSPEKTRUM bei 1 kHz (FFT) <i>U<sub>IN</sub> = -3 dBr</i>	KLIRRSPEKTRUM bei 1 kHz (FFT) <i>U<sub>IN</sub> = 0 dBr (evtl. zusätzlich 1 / 3 / 6 / 10 dBr)</i>	
DIVERSES <i>(siehe Besprechung des jeweiligen Impedanzwandlers)</i>			

Ein gesondertes Inhaltsverzeichnis der Darstellungen befindet sich auf S. 81, eine ausklappbare Legende am Schluss des Abschnitts auf S. 99.

<sup>1</sup> Die Anhebung berechnet sich zu  $20 \cdot \lg((\text{Ersatzkapazität} + \text{Erhöhung}) / \text{Ersatzkapazität})$

Vor einer Diskussion der Messergebnisse für die einzelnen Impedanzwandler sollen zunächst einige allgemein beobachtbare Phänomene besprochen werden.

### *Frequenzgang*

Nahezu alle Impedanzwandler weisen einen geraden Amplitudenfrequenzgang bis hinauf zu 20 kHz auf, bei vielen liegt die Grenzfrequenz weit darüber. Die untere Grenzfrequenz variiert jedoch beträchtlich, ebenso die Flankensteilheit der Tiefenbescheidung. Eine jede Abweichung vom linearen Amplitudenfrequenzgang ist unweigerlich mit einer entsprechenden Abweichung des Phasenfrequenzgangs verbunden, sodass immer höhere Gruppenlaufzeiten entstehen, je steiler die Filterflanke ist, und je weiter die obere oder untere Grenzfrequenz in das Audioband hineinrückt.<sup>1</sup> Dabei ist zu beachten, dass die Phasenverzerrung stets bereits ober- bzw. unterhalb der entsprechenden Grenzfrequenz einsetzt. Die Hochpassfilter 2. Ordnung entstehen üblicherweise entweder durch den von Übertrager-Hauptinduktivität und primärseitigem Koppelkondensator gebildeten Spannungsteiler oder durch aktive Netzwerke. Unabhängig von einer aktiven oder passiven Realisierung ist ein tieffrequentes Maximum der Phase zu beobachten, welches die resultierende Resonanz markiert. Diese ist jedoch stets stark bedämpft, sodass der Amplitudenfrequenzgang keinen Resonanzüberhöhung aufweist, sondern bereits ab einer höheren Frequenz stark abfällt. Bei passiven Realisierungen kann die Bedämpfung jedoch abhängig von der Lastimpedanz variieren und somit Unterschiede in der Tiefenbescheidung verursachen. Ein allgemein veränderter Ausgangspegel resultiert bei allen Impedanzwandlern innerhalb spezifischer Grenzen, zur Wahrung der Übersichtlichkeit wurde dies jedoch nicht dargestellt, wenn keine Frequenzabhängigkeit bestand. Die obere Grenzfrequenz von übertragerlosen Impedanzwandlern liegt im allgemeinen weit oberhalb des Messfrequenzbereichs, der Abfall ab 80 kHz resultiert aus den Grenzen des Messsystem. Bei allen Impedanzwandlern mit Ausgangsübertrager liegt die Grenzfrequenz innerhalb des oberen Messbereichs, mitunter weist der Frequenzgang eine leichte Resonanzüberhöhung oberhalb 20 kHz auf.<sup>2</sup> Diese Phänomene entsprechen dem allgemeinen Verhalten eines Übertragers bei hohen Frequenzen (siehe S. 43), der genaue Kurvenverlauf hängt vom jeweiligen Aufbau und der Beschaltung innerhalb des Impedanzwandlers ab. In Verbindung mit den schaltbaren Lastkapazitäten kann die Grenzfrequenz absinken, wodurch sich je nach Schaltung sowohl ein früherer Abfall der Höhen als auch eine stärkere Resonanz ergeben kann.<sup>3</sup> Dabei ist eine niedrigere Grenzfrequenz wiederum mit stärkerer Phasenverzerrung verbunden.

### *THD über $U_{IN}$*

Der allgemein zu beobachtende Anstieg des Klirrfaktors bei niedrigen Pegeln wurde bereits auf S. 65 diskutiert. Das jeweilige Minimum der Kurve stellt die Eingangsspannung dar, für die sowohl der beste Signal-Rauschabstand als auch die beste Klirrdämpfung besteht. Oberhalb dieses Punktes steigt THD bei nicht vorhandener oder schwacher Gegenkopplung stetig mit 6 dB/Oktave an.<sup>4</sup> Bei nicht gegengekoppelten Schaltungen resultiert erst oberhalb von ca. -20 dB Klirrdämpfung (entspricht 10 % THD) ein leicht steilerer Anstieg, da hier eine allmähliche

<sup>1</sup> Eine Analyse der jeweiligen Schaltungen und Messergebnisse hinsichtlich unterschiedlicher Filtertypen (Bessel, Butterworth, usw.) soll an dieser Stelle unterbleiben. Eine Bevorzugung des Besselfilters ist jedoch zu vermuten, da es minimale Phasenverzerrungen verursacht; der diesem Typ inhärente, im Vergleich zu anderen Typen allmählichere Abfall der Tiefen ist für Audioanwendungen (zumindest bezüglich Impedanzwandlern) aus klanglicher Sicht sogar wünschenswert, da zu abrupte Frequenzbescheidungen allgemein als unnatürlich empfunden werden.

<sup>2</sup> Der Verlauf der Phase hat hier fast nie ein beobachtbares Minimum; in diesem Zusammenhang ist z. B. [LEACH89] zu erwähnen, der das einem Hochpassfilter grundsätzlich inhärente bessere Phasenverhalten im Vergleich zum entsprechenden Tiefpass herleitet.

<sup>3</sup> Im letzteren Fall liegen die Impedanzverhältnisse der Reaktanzen derart, dass der ohmsche Anteil für eine gleichbleibende Dämpfung mit sinkender Frequenz geringer werden müsste. Die ohmschen Anteile sind jedoch durch feste Aus- und Eingangswiderstände gegeben.

<sup>4</sup> Bei der verwendeten doppelten Skalierung in dB ist hier also THD direkt proportional zu  $U_{IN}$ .

Begrenzung der Ausgangsspannung einsetzt. Bei wenig gegengekoppelte Röhren- oder Transistorschaltungen liegt das Minimum der Kurve bei einem höheren Wert von  $U_{IN}$  und weist oberhalb zunächst den gleichen Anstieg mit 6 dB/Oktave auf, die Flanke wird ab einem gewissen Punkt jedoch merklich steiler („weiches Clipping“). Je stärker die Gegenkopplung, desto stärker die erreichbare Klirrdämpfung, desto steiler aber auch der spätere Anstieg. Bei maximal gegengekoppelten Systemen rutscht der Punkt maximaler Klirrdämpfung auf einen hohen Wert von  $U_{IN}$ , oberhalb dessen der Klirrfaktor durch hartes Clipping schlagartig ansteigt. Setzt man unter Berücksichtigung der Psychoakustik (siehe 3.4.1.3) zumindest für transiente Signale einen maximal nutzbaren Dynamikbereich von 30 dB Klirrdämpfung entsprechend 3 % THD<sup>1</sup> für Verzerrungen niedriger Ordnung an, so lässt sich sagen, dass dieser bei wenig gegengekoppelten Impedanzwandlern durchaus um 10 bis 15 dB über den definierten Grenzschalldrucks von 0,5% hinausreichen kann. Der zusätzliche „Headroom“ wird mit stärkerer Gegenkopplung kleiner, bis er bei hart klippenden Systemen völlig verschwindet.

#### *$k_2 - k_5$ über $U_{IN}$*

Die als Triodenstufe geschalteten Impedanzwandler in Röhrentechnik weisen stets dominante quadratische Verzerrungen auf, wobei  $k_2$  gleichzeitig bestimmend für den Gesamtklirrfaktor ist.  $k_3$  steigt später als  $k_2$  an, jedoch mit doppelter Steilheit von 12 dB/Oktave. Ferner steigen im idealen Fall  $k_4$  und  $k_5$  jeweils später mit 18 bzw. 24 dB/Oktave an, was in der Praxis allerdings weniger exakt auftritt. Auch bei Impedanzwandlern mit einfachen FET-Stufen dominiert  $k_2$ , die kubischen Anteile liegen jedoch höher. Analog zu THD werden sowohl quadratische als auch kubische Anteile mit zunehmender Gegenkopplung reduziert; der Anstieg erfolgt immer später und immer plötzlicher. Oberhalb eines gewissen Punktes schlagen die Harmonischen unkorrelierte „Haken“, was jedoch oberhalb des nutzbaren Dynamikbereichs geschieht und daher nicht weiter betrachtet wird.

#### *THD + $k_2 + k_3$ über Frequenz*

Die meisten Impedanzwandler weisen über einen weiten Frequenzbereich keine wesentliche Änderung von THD oder Klirrspektrum auf. Bei Schaltungen mit Ausgangsübertrager besteht eine mehr oder weniger ausgeprägte Tendenz des Anstiegs kubischer Verzerrungen bei tiefen Frequenzen. Abhängig von den Eigenschaften des jeweiligen Übertragers und der Schaltungsauslegung kann dies nur tiefe Frequenzen betreffen oder auch hinauf zu den „unteren Mitten“ reichen. Auch ist verschiedentlich zu beobachten, dass  $k_3$  für geringeren Eingangspegel mitunter bereits bei höheren Frequenzen ansteigt als für höhere Pegel. Dies deckt sich mit der in 3.2.2.1 angegebenen Verzerrungseigenschaft von Übertragern, deren stärkere Hystereseschleife mit fallender Signalamplitude zunehmend an Einfluss gewinnt. Je nach Amplitudenfrequenzgang des Impedanzwandlers ist jedoch auch zu beachten, dass der gemessene Klirrfaktor durch Dämpfung des Grundtons im Verhältnis zu seinen Harmonischen ansteigen kann.

#### *Klirrspektrum bei 1 kHz*

Für die Snapshots des FFT's bei steigender Eingangsspannung  $U_{IN}$  gelten hinsichtlich des Verlaufs der Harmonischen analog die Ausführungen bezüglich  $k_2 - k_5$  über  $U_{IN}$ . Das FFT ermöglicht zudem eine Betrachtung der Harmonischen höherer Ordnung. Bei Röhrenschaltungen ohne Gegenkopplung fehlen diese auch bei hoher Aussteuerung völlig,  $k_2$  und  $k_3$  liegen jedoch relativ hoch. In Schaltungen mit starker Gegenkopplung werden letzere merklich unterdrückt, die Amplituden der Harmonischen höherer Ordnung liegen auch bis kurz vor dem Übersteuerungspunkt noch recht niedrig, bis sie nach dessen Überschreitung breitbandig stark ansteigen.

---

<sup>1</sup> manche Hersteller geben sogar 5 % an, siehe z. B. [NEUMANN05]

### 4.3.2 ANALYSE DER EINZELNEN IMPEDANZWANDLER

#### *U47 (Neumann/Berlin)*

Der Frequenzgang zeigt typische Merkmale älterer Impedanzwandler, deren Übertragungsreich entsprechend früherer Anforderungen der Tontechnik (siehe S. 74) eine Tiefenbeschneidung ab ca. 40 Hz aufweist. Diese ergibt sich durch den frequenzabhängigen Spannungsteiler aus der Hauptinduktivität des Übertragers und den primärseitigen Koppelkondensator mit 12 dB/Oktave. Der Abfall des gemessenen Exemplars beträgt 6 dB bei 20 Hz und ist praktisch unabhängig von der Lastimpedanz. Die Höhenbeschneidung setzt weich an der Obergrenze des Audiobandes ein. Durch erhöhte Lastkapazitäten sinkt zwar die Grenzfrequenz, jedoch entsteht gleichzeitig eine gewisse Resonanzüberhöhung, die mit 45 nF Last ca. 1 dB bei 20 kHz beträgt. Da der Übertragungsbereich des Mikrofons mit 35 Hz bis 15 kHz angegeben wird, dürfte dies allerdings nicht ins Gewicht fallen. Die Phasenverzerrung beträgt ca. 30° bei 100 Hz, ca. 140° bei 20 Hz. Im oberen Frequenzbereich steigt sie bei 10 kHz mit 45 nF Last von 15° auf ca. 25° an. Die Verzerrungscharakteristik zeigt die klassische Röhrenschaltung ohne Gegenkopplung: THD und dominante  $k_2$  steigen stetig über den gesamten nutzbaren Dynamikbereich mit 6 dB/Oktave an,  $k_3$  folgt später mit der doppelten Steilheit. Entsprechend den Ausführungen im vorigen Abschnitt weichen  $k_4$  und  $k_5$  vom idealen Verhalten ab. Die Nichtlinearitäten des Übertragers haben einen wesentlichen Anteil an den erhöhten tieffrequenten Verzerrungen, was der Anstieg von  $k_3$  und  $k_5$  mit fallender Frequenz belegt. Da auch  $k_2$  nicht erst unterhalb der einsetzenden Tiefenbeschneidung, sondern bereits ab ca. 100 Hz stetig ansteigt, ist zu vermuten, dass eine Wechselwirkung der quadratischen Verzerrungen der Röhrenstufe mit der kubischen Nichtlinearität des Übertragers vorliegt (siehe S. 48). Der Umstand, dass  $k_3$  für -10 dBr bei mittleren und hohen Frequenzen höher liegt als  $k_3$  für 0 dBr, resultiert aus dem in die Messung eingehenden Rauschen der Schaltung. Ob der Einbruch von  $k_3$  bei -10 dB in der Darstellung über  $U_{IN}$  auf einen Messfehler zurückzuführen ist, konnte in diesem Zusammenhang nicht geklärt werden. Das FFT unterstreicht die Dominanz von  $k_2$  für den gesamten Aussteuerungsbereich. Bei -10 dBr fehlt  $k_3$  noch völlig, bei 0 dBr ist sie gerade sichtbar, erst bei +10 dBr beträgt sie ca. -65 dB (ca. 0,05 %). Die höheren Harmonischen werden erst ab 15 dBr sichtbar, liegen jedoch bei -80 dB (0,01 %), wobei hier mit 3 % THD die Grenze des nutzbaren Dynamikbereichs erreicht ist. – Beim Vergleich des U47 N fällt auf, dass dessen Hochpass bei einer tieferen Frequenz einsetzt und steiler abschneidet, während die obere Grenzfrequenz wesentlich höher liegt. Die Variation des Lastwiderstandes hat entweder eine leichte Überhöhung (10 k $\Omega$ ) oder einen flacheren Abfall (300  $\Omega$ ) zur Folge, während 45 nF kapazitive Last einen geringfügigen Höhenabfall verursachen. Das Phasenverhalten beider Impedanzwandler ist annähernd gleich. Beim tieffrequenten Klirrverhalten fällt auf, dass  $k_3$  und  $k_5$  bei geringen Pegeln höher liegen, zu hohen Pegeln jedoch weniger stark ansteigen. Die genannten Phänomene können sowohl durch den abweichenden Innenwiderstand des Nuvistors im Vergleich zur VF14, als auch durch eventuell verschiedene Ausgangsübertrager resultieren, die in verschiedenen Versionen des Impedanzwandlers verbaut wurden [SCHNEIDER2005].

#### *U67 (Neumann/Berlin)*

Der Frequenzgang ergibt ein für Impedanzwandler eher unübliches Bild mit ausgeprägtem Bandpasscharakter innerhalb des Hörbereichs, durch den schaltbaren Hochpass wird die lineare Bandbreite gar auf 300 Hz bis 5 kHz reduziert. Es resultiert eine Phase, die praktisch keinen linearen Bereich aufweist, sodass signifikante Gruppenlaufzeiten entstehen; die Phasenverzerrung bei 100 Hz und 10 kHz beträgt 40° bzw. 60°. Der Hintergrund der Tiefenbeschneidung ist primär in der Kompensation der durch Nahbesprechung entstehenden Effekte

(Bassanhebung und „Zustopfen“ der Röhrenstufe durch tieffrequente Impulse) zu suchen. Das Filter kann durch Entfernung aus dem Gegenkopplungsweg zwar ausgeschaltet und der Amplitudenfrequenzgang bis 20 Hz linearisiert werden (siehe S. 23), ein entsprechender Eingriff wurde jedoch nicht vorgenommen. Es fällt auf, dass die Flankensteilheit entgegen den Angaben in [BORÉ60] 6 dB/Oktave nicht wesentlich überschreitet, bzw. sich erst unterhalb 10 Hz wesentlich erhöht. Dies ist auch beim vergleichsweise gemessenen M269c der Fall, sodass eine etwa mögliche Exemplarstreuung durch alterungsbedingte Effekte (siehe S.78) ausgeschlossen werden kann. Die Höhenbeschneidung 1. Ordnung besteht zur Kompensation einer entsprechenden Überbetonung der verwendeten Kapsel. Der positive Nebeneffekt ist ein geringeres elektronisch bedingtes Rauschen im oberen Frequenzbereich.<sup>1</sup> Durch geringere ohmsche Belastung des Impedanzwandlers mit 10 k $\Omega$  lassen sich die Resonanzen bei 10 Hz und 65 kHz „hervorlocken“, bei 45 nF Last rückt die obere Resonanz tiefer, was eine gewisse Erhöhung (bzw. einen geringeren Abfall) oberhalb 10 kHz zur Folge hat. Angesichts der starken *eingangsseitigen* Tiefenbeschneidung durch Gegenkopplung fällt der Klirrfaktor bei 40 Hz stark ab. Da kein weiterer ausgangsseitiger Hochpass vorhanden ist (unterer Übertragungsbereich bis 20 Hz modifizierbar, s. o.), hat die Messung unverfälscht Gültigkeit. Obwohl dieselbe Überlegung auch für die ebenfalls durch Gegenkopplung realisierte Höhenbeschneidung gelten muss, liefert die Überprüfung mittels *DFD über Frequenz* jedoch einen nur marginalen Abfall des quadratischen Anteils  $d_2$  bei hohen Frequenzen, während die Kirrdämpfung ca. 5 dB mehr beträgt. Der steilere Anstieg der Verzerrungen über die Amplitude ab 10 dB  $U_{IN}$  entsteht durch die zusätzlich vorhandene frequenzunabhängige Gegenkopplung, jedoch erst oberhalb von ca. 3 % THD; innerhalb des nutzbaren Dynamikbereichs tritt also das klassische sanfte Anstiegsverhalten auf. Bei der zum Vergleich wiedergegebenen Kurve des M269c setzt der Anstieg etwas früher ein, auch ist allgemein eine höhere Verzerrung zu beobachten, was seinen Grund im Unterschied der verwendeten Röhren (EF86 vs. AC701) hat. Das Klirrspektrum ist bei beiden Mikrofonen annähernd gleich, der kubische Anteil liegt im Vergleich zum U47 jedoch ca. 6 dB höher. Die Ansicht über der Frequenz zeigt ein der bestehenden Bandpasseigenschaft entsprechendes Verzerrungsverhalten. Die Nichtlinearitäten des Übertrages kommen erst bei recht tiefen Frequenzen zum Tragen, wobei hier das Ausgangssignal jedoch bereits stark bedämpft ist.

#### *KM84 (Neumann/Berlin)*

Der Amplitudenfrequenzgang ist innerhalb des Audiobandes annähernd linear (-1 dB bei 20 Hz), durch die sehr tief bzw. hoch liegenden Grenzfrequenzen entsteht auch eine relativ lineare Phase mit maximaler Verzerrung von 10° zwischen 100 Hz und 10 kHz. Die Variation von Lastwiderstand und -kapazität zeigt in klassischer Weise bereits besprochene Änderungen bei tiefen bzw. hohen Frequenzen; für 45 pF entsteht eine Überhöhung von 2 dB bei 20 kHz. Weiterhin ruft eine variierende ohmsche Last nicht nur tieffrequente, sondern auch hochfrequente Änderungen hervor. Offensichtlich stellt ein geringer Lastwiderstand zusammen mit der Streuinduktivität des Übertragers hier den dominanten Tiefpass 1. Ordnung dar, während bei hochohmigem Abschluss durch Zusammenwirken von sowohl Streuinduktivität als auch -kapazität eine Resonanz zum Tragen kommt. Die letztgenannten hochfrequenten Änderungen haben in diesem Beispiel allerdings keine wesentlichen Auswirkungen auf den Hörfrequenzbereich. Das Klirrverhalten des KM84 zeigt gemäß der vorhandenen Gegenkopplung einen merklichen Anstieg ab 0 dB  $U_{IN}$ . Berücksichtigt man lediglich den Wert des Gesamtklirrfaktors (THD), so ergibt sich zunächst ein erweiterter Dynamikbereich

<sup>1</sup> Prinzipiell gilt dies analog für die Tiefenbeschneidung, zumal die Eigenstörspannung von Kondensatormikrofonen im unteren Frequenzbereich am höchsten liegt; dies ist angesichts der verringerten Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs für tiefe Frequenzen jedoch nur von messtechnischer Relevanz.

von ca. 5 dB über dem Grenzschalldruck. Unter Berücksichtigung des steileren Anstiegs oberhalb von 0 dB  $U_{IN}$  sowie der erhöhten kubischen, eher hörbaren Verzerrungen (gleiche Amplituden von  $k_2$  und  $k_3$  bei 5 dBr) ist jedoch zu vermuten, dass der Headroom etwas tiefer liegt. Die Darstellung über der Frequenz zeigt, dass  $k_3$  zwar breitbandig kleiner als  $k_2$  bleibt, jedoch bereits zu einem gewissen Grad in THD mit eingeht.<sup>1</sup> Der erhöhte kubische Anteil ist auf die dem FET inhärenten Eigenschaften zurückzuführen, lediglich bei sehr tiefen Frequenzen verursacht der Übertrager einen zusätzlichen Anstieg. Das zum Vergleich angegebene Diagramm von  $k_2 - k_5$  über  $U_{IN}$  vom U87 zeigt in etwa gleiche Verhältnismäßigkeiten von  $k_3$  und  $k_5$ , jedoch höhere Anteile von  $k_2$  und  $k_4$ , sowie einen sanfteren Anstieg aller Harmonischen ab ca. 3 dB  $U_{IN}$ . Dies kann z. B. durch die anders realisierte Gegenkopplung oder durch Unterschiede der verwendeten FETs bedingt sein. Die Darstellung über der Frequenz entspricht prinzipiell der des KM84. Im Vergleich der Frequenzgänge fällt die geringere Linearität des U87 auf: Die Tiefenbeschnidung setzt bereits bei 100 Hz ein, auch die Höhen weisen ab 10 kHz einen – wenn auch sehr weichen – Abfall auf.<sup>2</sup> Der Verlauf der Phase ist entsprechend.

#### *CMC 5U (Schoeps)*

Der Frequenzgang weist im unteren Bereich nahezu die gleichen Eigenschaften wie das zuletzt erwähnte U87 auf, von der Mitte bis hinauf zu 20 kHz ist er jedoch praktisch völlig linear, schließlich folgt ein marginaler Anstieg gegen 90 kHz. Die Variation der ohmschen Last bewirkt nur geringfügige Unterschiede im Tiefpassverhalten, wobei im Gegensatz zu übertragergekoppelten Impedanzwandlern keine Änderung der Flankenform eintritt. Die relative Unempfindlichkeit resultiert offenbar aus den durch die Ausgangstransistoren gleichsam „gepufferten“ Koppelkondensatoren  $C_2$  und  $C_3$  (siehe Schaltplan S. 32). Aufgrund des geringen Ausgangswiderstandes ist der obere Frequenzbereich unempfindlich für verschiedene Lastkapazitäten, jedoch ist bei Frequenzen oberhalb von 10 kHz auch bei 10 dB unterhalb der Übersteuerungsgrenze ein massiver Anstieg der nichtlinearen Verzerrungen zu beobachten. Dies kann prinzipiell dadurch begründet sein, dass die Impedanz der Phantomspesewiderstände, die den Arbeitswiderstand für die Ausgangstransistoren darstellt, durch die effektiv liegende Lastkapazität bei hohen Frequenzen so herabgesetzt wird, dass die Gegenkopplung sinkt. Im Hinblick auf deren symmetrische Schaltung wird dies durch den übermäßig starken Anstieg von  $k_3$  untermauert. Bei der Aussteuerungsgrenze (0 dBr) besteht jedoch auch ohne Lastkapazität ein markanter Anstieg von THD sowie des Klirrspektrums,  $k_2$  steigt bereits ab 3 kHz. Das Phänomen konnte durch die zusätzlich dargestellte DFD-Messung bestätigt werden. Ob die Ursache durch einen eventuellen Defekt des Testexemplars begründet ist, konnte im Rahmen der Messung nicht geklärt werden. Angesichts der vom Hersteller angegebenen Ausgangsimpedanz von nur 35  $\Omega$  erscheint der Anstieg jedoch zu hoch. Abschließend soll der Verlauf des Klirrspektrums über die Eingangsspannung betrachtet werden:  $k_2$  steigt bei 1 kHz mit nur 3 dB/Oktave,  $k_4$  ist schwächer als  $k_5$ .  $k_3$  wird bald dominant und steigt mit 12 dB/Oktave, bei 0,5 % THD sind  $k_4$  und  $k_5$  gleichauf mit  $k_2$ . Im Vergleich zum zuvor betrachteten KM84 ist ein ähnlicher Verlauf des Gesamtklirrfaktors, jedoch mit Dominanz der kubischen Anteile, zu beobachten.

#### *MV692 (Microtech Gefell)*

Der Amplitudenfrequenzgang ist annähernd linear mit einem leichten Abfall bei 20 kHz. Seine Verhältnismäßigkeit wird durch Variation der Lastimpedanzen nur im oberen Bereich beeinflusst: 300  $\Omega$  Last bewirken einen Höhenabfall von -1,5 dB bei 20 kHz, 45 nF eine Anhebung

<sup>1</sup> Bei absolut dominantem  $k_2$  entsprechen die Kurven von THD und  $k_2$  einander, siehe z. B. U47 und U67.

<sup>2</sup> Da das U87 die gleiche Kapsel wie das U67 aufweist, muss beim U87 eine vergleichsweise starke Betonung der Höhen resultieren.

um 1 dB. Die Phasenverzerrung ist im unteren Frequenzbereich recht gering, dafür liegt sie im oberen Bereich etwas höher (vgl. z. B. KM84). Bei Zuschalten des zunächst sanft einsetzenden, aber immer steileren Hochpassfilters entsteht aufgrund der hohen Grenzfrequenz jedoch auch bei tiefen Frequenzen eine beträchtliche Verzerrung. Der Verlauf von *THD* und *k<sub>2</sub> - k<sub>5</sub> über U<sub>IN</sub>* zeigt deutlich die Eigenschaften eines stärker gegengekoppelten Systems: Die Harmonischen werden so unterdrückt, dass ihr Anstieg erst relativ spät erfolgt, bis sie an einem bestimmten Punkt um mindestens eine Größenordnung (hier: ca. 30 dB, entspricht ca. 30 %) auf hohe Werte springen. Somit besteht hier kein dynamischer „Reservebereich“ oberhalb des Übersteuerungspunktes mehr. Bei der Betrachtung des Klirrspektrums über der Frequenz fällt – abgesehen von den offensichtlichen Messfehlern – ein vergleichsweise stärkerer Anstieg der kubischen Nichtlinearitäten in den Tiefen auf, was auf den verwendeten Übertrager zurückzuführen ist. Aufgrund der Höhenbeschneidung wurde das gemessene Absinken der Harmonischen oberhalb von 10 kHz mit einem DFD-Sweep über die Frequenz überprüft, welcher sogar einen leichten Anstieg im genannten Bereich ergab.<sup>1</sup> Der ebenfalls dargestellte DFD-Sweep über die Amplitude bei 10 kHz zeigt dessen etwas geringere Empfindlichkeit für niedrigere Verzerrungsamplituden bei gleicher qualitativer Wiedergabe.

#### *C414 B-ULS (AKG)*

Der Frequenzgang ist im mittleren und oberen Bereich praktisch linear, unterhalb von 100 Hz fällt er sanft ab (-3 dB bei 20 Hz). Die schaltbaren, aktiven Hochpässe schneiden relativ steil mit 12 dB/Oktave ab und verursachen eine entsprechende Phasenverzerrung. Der Frequenzgang ist bezüglich veränderter Lastimpedanzen unempfindlich, jedoch geht der Übertrager bei 0 dB<sub>r</sub> und tiefen Frequenzen in die Sättigung, was einen Abfall der Ausgangsspannung zur Folge hat. Der spektrale Verlauf über der Frequenz illustriert den Sprunghaften Anstieg bei 0 dB<sub>r</sub> im Vergleich zum graduellen, jedoch ebenfalls beträchtlichen Anstieg für geringere Pegel. 0 dB<sub>r</sub> entsprechen hier allerdings der recht hohen Ausgangsspannung von 13,5 dB<sub>u</sub>. Ein lineares Verhalten über den gesamten Übertragungsbereich ist vom Hersteller entsprechend auf 6 dB geringer spezifiziert, was anhand der Darstellung von *THD über U<sub>IN</sub>* nachzuvollziehen ist. Die Darstellung der einzelnen Harmonischen zeigt die entsprechende Dominanz der kubischen Anteile im unteren Frequenzbereich, während ansonsten die zweite Harmonische bestimmend ist; diese steigt bis zum Übersteuerungspunkt mit 6 dB/Oktave auf knapp unter 60 dB Klirrdämpfung (< 0,1 % THD) an. Der Verlauf über die Frequenz zeigt abgesehen von der stark ansteigenden Verzerrungen bei 0 dB<sub>r</sub> auch einen merklichen Anstieg von *k<sub>3</sub>* bei 10 dB darunter. Bei sehr hohen Frequenzen fällt ein inkonsistenter Verlauf der Harmonischen über *U<sub>IN</sub>* auf. Der Überlegung, dieses Phänomen angesichts des komplexen Aufbaus der Schaltung (starke Gegenkopplung über mehrere Stufen) auf eine Tendenz zu Anstiegsverzerrungen zurückzuführen (siehe 3.2.2.3), steht entgegen, dass die Verzerrungen nicht kontinuierlich mit der Frequenz steigen. Eine Verursachung durch bei hohen Frequenzen in Erscheinung tretende Übernahmeverzerrungen der komplementären Ausgangsstufe, eventuell in Wechselwirkung mit entstehenden Phasenverschiebungen [OTALA80], erscheint prinzipiell möglich. Die Verzerrungen bewegen sich allerdings im Bereich von über 70 dB Klirrdämpfung, was maximal 0,03 % harmonischer Verzerrung entspricht. Die Ergebnisse zusätzlicher DFD-Messungen über Frequenz und Amplitude konnten keine weiteren Informationen liefern, sondern lagen analog zu den Messungen der Klirrkompenten.

---

<sup>1</sup> Es besteht die Möglichkeit einer Erklärung dahingehend, dass die zur Lastimpedanz parallel liegenden Wicklungskapazitäten des Übertragers in einer Größenordnung liegen, die bei hohen Audiofrequenzen eine gewisse Niederohmigkeit und damit erhöhte Belastung verursacht. Die Daten des Übertragers sind jedoch nicht bekannt.

### *TLM103 (Neumann/Berlin)*

Der Frequenzbereich weist maximale Linearität über nahezu den gesamten Messbereich auf. Der durch ausgangsseitige Koppelkondensatoren und Lastimpedanz gebildete Hochpass 1. Ordnung wird bei Nennlast erst an der Untergrenze des Audiobandes effektiv. Aufgrund des geringen Ausgangswiderstandes reagiert diese passive Konfiguration bei veränderter Belastung mit einer gewissen Verschiebung der Grenzfrequenz,<sup>1</sup> wobei die Tiefenbeschneidung im Fall von 300  $\Omega$  Last ab ca. 60 Hz weich einsetzt und -4 dB bei 20 Hz beträgt. Bei geringer Belastung durch Abschluss mit 10 k $\Omega$  besteht die Möglichkeit, den Impedanzwandler mit praktisch linearer Phase zu betreiben. Der zum Vergleich abgebildete Frequenzgang des TLM170 weist die gleiche Linearität im oberen und mittleren Frequenzbereich auf, jedoch besteht eine Tiefenbeschneidung durch ein Filter 2. Ordnung, was eine entsprechende Phasenverzerrung nach sich zieht. Die Betrachtung von *THD über  $U_{IN}$*  des TLM103 zeigt eine nahezu völlige Unterdrückung der harmonischen Verzerrungen bis zum Übersteuerungspunkt. Die Ausnahme stellen wiederum sehr hohe Frequenzen (Kurve für 18 kHz) dar. Auch der Verlauf der Harmonischen über  $U_{IN}$  zeigt geringfügige Anomalien bei 18 kHz, jedoch im Bereich von mehr als 80 dB Klirrdämpfung. Die in der Besprechung des C414 B-ULS angestellten Vermutungen (s. o.) gelten analog. Auch die bei verschiedenen Eingangsspannungen uneinheitlichen Tendenzen des Verlaufs über der Frequenz könnten mit den angegebenen Überlegungen erklärbar sein. Diese Tendenzen traten bei einer entsprechenden DFD-Messung nicht auf, was erneut auf eine geringe Empfindlichkeit dieser Messmethode gegenüber geringen Verzerrungen hinweist. Bei der Betrachtung der FFTs ist zu beachten, dass der Impedanzwandler sich bei 0 dBr bereits leicht im Übersteuerungsbereich befindet (vgl. FFT bei -1/0 dBr), was auf eine Ungenauigkeit bei der Messung zurückzuführen ist.

### *M149 (Neumann/Berlin)*

Der Frequenzgang des M149 ist dem des TLM170 sehr ähnlich und unterscheidet sich lediglich durch den tieferen Einsatz des Hochpassfilters, dessen Grenzfrequenz und Flanke dem getesteten U47 N entsprechen. Sowohl Gesamtklirrfaktor als auch Harmonische weisen die Charakteristik eines Impedanzwandlers in klassischer Triodenschaltung auf, wobei  $k_3$  und  $k_4$  sogar näher am Ideal liegen und der Scheitelpunkt zwischen rausch- und klirrbestimmter Geraden um 10 dB tiefer liegt als beim U47.<sup>2</sup> Der schnellere Anstieg der Verzerrungsflanke setzt jedoch bereits bei ca. 10 dB höherer Klirrdämpfung ein, sodass die Harmonischen im Bereich hoher Eingangsspannung etwas weniger weich ansteigen. Auch ist eine um ca. 15 dB höhere Eingangsspannung notwendig, um den gleichen Klirrfaktor zu erreichen. Die Verhältnismäßigkeiten der Klirrkomponenten bleiben jedoch auch bei der hohen Eingangsspannung über einen weiten Bereich erhalten, was offensichtlich durch die angekoppelten Hilfsschaltungen in Halbleitertechnik erreicht wird (siehe S. 38). Die Darstellung von *THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz* zeigt interessanterweise einen Anstieg der kubischen Verzerrungen bei tiefen Frequenzen, wie sie ein Übertrager verursachen würde. Der quadratische Anteil bleibt jedoch gleich bzw. geht bei +10 dBr sogar zurück, während er beim U47 ebenfalls ansteigt. Dies markiert nicht zuletzt den Unterschied zwischen aktiv gepuffertem und ausgangsseitig passivem Filter, jedoch dürfte die Messung auch durch Dämpfung des Grundtons im Verhältnis zu den Harmonischen beeinflusst sein.

<sup>1</sup> vgl. besprochene Ausgangskonfiguration von CMC 5U (Schoeps)

<sup>2</sup> Die Charakteristik ist laut Hersteller an das U47 angelehnt, weshalb dieses zum Vergleich herangezogen wird.

### 4.3.3 ZUSAMMENFASSUNG DER BEOBACHTUNGEN

Die Frequenzgänge der Impedanzwandler fallen relativ unterschiedlich aus, was weniger auf technische Limitierungen, sondern auf bewusste Gestaltung im Hinblick auf verschiedene Anwendungsfälle zurückzuführen ist. So bestand z. B. früher von Seiten der Rundfunkanstalten aus übertragungstechnischen Gründen die Anforderung, den Übertragungsbereich auf das Band von 40 Hz bis 15 kHz zu beschränken [GROSSER04]. Da auch magnetische Schallspeicherung sowie Schallplatten einen ähnlich limitierten Frequenzbereich aufwiesen, bestand keine zwingende Notwendigkeit einer höheren Linearität. Heute scheint es dagegen zumindest aus marketingtechnischen Gründen angezeigt, einen möglichst linearen Amplitudenfrequenzgang angeben zu können. Technisch betrachtet ist der diesbezügliche Vorteil eine praktisch lineare Phase im oberen Frequenzbereich, während eine Tiefenabsenkung allerdings wichtig sein kann, um tieffrequente Störungen nahe der unteren Hörfrequenzgrenze zu unterdrücken. Obwohl diese selbst wenig oder nicht hörbar sind, können sie durchaus Übersteuerungen der Elektronik verursachen.<sup>1</sup> Einige Impedanzwandler von Mikrofonen, deren hauptsächlicher Anwendungsbereich die Nahbesprechung miteinschließt, weisen neben einem zuschaltbaren Hochpass eine generelle Tiefenbeschneidung erster oder zweiter Ordnung mit unterschiedlicher Grenzfrequenz im Bereich von ca. 40 bis über 200 Hz auf. Dabei zeigt sich, dass es für das Phasenverhalten unerheblich ist, ob eine Hochpassfunktion auf passivem oder aktivem Wege realisiert wurde. Die Behauptung, dass Übertrager eine stärkere Phasenverzerrung bei tiefen Frequenzen verursachten und dadurch den Klang beeinflussten, trifft also nicht zu. Für hohe Frequenzen kann keine definitive Aussage getroffen werden, zumal einige der getesteten Impedanzwandler mit Ausgangsübertrager (U67, U87) hier ein im Gegenkopplungsweg realisiertes Tiefpassfilter aufweisen. Eine weitere Behauptung, die Mikrofonen mit ausgangseitig als HF-Schutz platzierten LC-Gliedern ein schlechtes Phasenverhalten zuschreibt, erweist sich beim Betrachten der entsprechenden Frequenzgänge (CMC 5U, C414 B-ULS, TLM170, TLM103, M149) als unbegründet. Insgesamt ist zu beachten, dass der Frequenzgang der zugehörigen Kapsel, welcher jenem des Impedanzwandlers überlagert ist, im allgemeinen geringfügig bis wesentlich weniger linear ist. Eine Aussage bezüglich der Hörbarkeit von linearen Verzerrungen des bloßen Impedanzwandlers kann daher nur von begrenzter Bedeutung sein, wenn es um eine generelle klangliche Beurteilung geht. Die *relative Änderung* des Klangs in Verbindung mit variierender Lastimpedanz ist bei einigen Typen jedoch durchaus gegeben.<sup>2</sup> Hinsichtlich des Phasenverhaltens sei noch angemerkt, dass Verzerrungen an den Grenzen des Audiobandes weniger hörbar sind, als im mittleren Frequenzbereich, sodass in dieser Hinsicht letztendlich nur bei wenigen der getesteten Impedanzwandler ein klanglicher Einfluss bestehen dürfte.

Für die *nichtlinearen* Verzerrungen von Impedanzwandlern ergibt sich ein relativ aussagekräftiges Bild: Historische Impedanzwandler in Röhrentechnik weisen die meisten, am frühesten einsetzenden und am langsamsten ansteigenden Verzerrungen auf. Mit immer moderner Technik wird die sukzessive Reduzierung dieser Phänomene erreicht, sodass heutige Impedanzwandler auch bei hoher Aussteuerung eine Klirrdämpfung von 70 bis 80 dB aufweisen, was 0,03 bis 0,001 % Klirrfaktor entspricht und damit weit unterhalb des hörbaren Bereichs liegt. Ältere Impedanzwandler sind also stets bestimmend für die Höhe der Nichtlinearitäten,

<sup>1</sup> Moderne Mikrofone mit hoher Linearität weisen daher interne elastische Lagerungen für Kapsel und Elektronik auf. Dies ist jedoch nicht neu, sondern wurde bereits bei historischen Mikrofonen realisiert; siehe z. B. C12 [PESCHEL01] oder M49 [NEUMANN05]).

<sup>2</sup> In der Praxis kann dies in Verbindung mit verschiedenen Vorverstärkern oder auch durch unterschiedliche Größenordnungen der zu treibenden Kabellänge resultieren. Die oft vertretene Ansicht, lange Kabelwege verursachten prinzipiell einen Höhenabfall, kann aufgrund der Messergebnisse nicht bestätigt werden. Übertragergekoppelte Impedanzwandler zeigen ein uneinheitliches Verhalten, mitunter sogar einen leichten Anstieg der Höhen. Dagegen sind Typen ohne Übertrager aufgrund ihres geringen Quellwiderstandes unempfindlich für variierende Lastkapazitäten.

während bei modernen Typen - unter Berücksichtigung der Ausführungen auf S. 48 und in 3.2.1 - die Verzerrungen der Kapsel selbst relevant werden können. Am Beispiel des M149 lässt sich erkennen, dass eine Kombination moderner und historischer Schaltungstechnik eher die nichtlinearen Eigenschaften der historischen aufweist. Dies ist gleichbedeutend mit der Aussage, dass die moderne Technik neutraler ist, ältere Schaltungen jedoch mehr oder weniger „färbend“ sein können. Inwieweit solche Kombinationen dem Klang historischer Impedanzwandler nahekommen, kann nicht pauschal beantwortet werden.<sup>1</sup>

Der Vergleich von U47, U67, U87 und KM84 zeigt, dass wenig gegengekoppelte Schaltungen ungeachtet ihrer unterschiedlichen Realisierung in Röhren- oder FET-Technik dominante quadratische Verzerrungen produzieren, deren Verhältnis zu den kubischen Anteilen allerdings variiert. Die als Trioden geschalteten Impedanzwandler in Röhrentechnik produzieren einen vergleichsweise hohen Anteil von  $k_2$ , die höheren Harmonischen steigen relativ sanft an. Eine Gegenkopplung von Stufen im A-Betrieb reduziert vorwiegend die quadratischen Anteile, wie bei allen vier Typen ersichtlich ist. Die FET-basierten Typen lassen einen früheren Anstieg aller Harmonischen ab  $k_3$  erkennen, was sich auch in einem schnelleren Anstieg des Gesamtklirrfaktors äußert. Bei symmetrischen Ausgangsstufen moderat gegengekoppelter Systeme (siehe CMC 5U) dominiert  $k_3$ , weshalb es möglich erscheint, dass sie sich im Vergleich zu den vorigen Impedanzwandlern mit dominantem  $k_2$  klanglich abheben. Entgegen einer herrschenden Meinung, moderne Transistorschaltungen verzerrten primär kubisch, ist festzustellen, dass die starke Gegenkopplung ( $V=1$ ) der Operationsverstärker der meisten modernen Impedanzwandler jegliche Verzerrungsprodukte stark unterdrückt. Lediglich bei hohen Eingangsspannungen sind geringe Verzerrungen der FET-Eingangsstufe zu erkennen, die jedoch aufgrund deren A-Betriebs quadratisch sind.

Der klangliche Unterschied hinsichtlich der reinen Verstärkerschaltung ohne zusätzliche frequenzbestimmende Elemente ist nicht nur im Verhältnis der quadratischen und kubischen Anteile im Bezug auf die Eingangsspannung, sondern auch auf ihren graduellen bzw. schnell ansteigenden Verlauf zu suchen. Obwohl gemäß der Betrachtungen in 3.4.1.2 besonders die Harmonischen niedriger Ordnung der Frequenzverdeckung unterliegen oder zumindest weniger hörbar sind, so verursachen die in realen Betriebssignalen enthaltenen verschiedenen Frequenzen Intermodulationsprodukte, die in Bereiche geringerer Verdeckung fallen können. Je nach Verhältnismäßigkeit der Harmonischen zueinander und zur Eingangsspannung entsteht ein charakteristisches Intermodulationsspektrum für einen jeden Impedanzwandler, das in entsprechender Größenordnung auf das Klangempfinden Einfluss nehmen kann. Bei Schaltungen mit geringen nichtlinearen Verzerrungen erscheint dies dagegen vernachlässigbar.

Der Einfluss des Ausgangsübertragers bei den verschiedenen Impedanzwandlern ist unterschiedlich; auch kann er nicht völlig isoliert von dem Effekt der rein rechnerischen Zunahme des Klirrfaktors bei Tiefenbeschneidung – also einer diesbezüglichen Verfälschung – gesehen werden. Allgemein ist bei niedrigen Pegeln ein sanfter Anstieg ab ca. 100 Hz in Richtung der tiefen Frequenzen zu beobachten, der bei hohen Pegeln jedoch meist später einsetzt. Inwieweit dies jeweils bei unterschiedlichen Pegeln hörbar ist, kann nur vermutet werden. Wie bei der Darstellung über der Frequenz der meisten Impedanzwandler zu erkennen ist, versinkt  $k_3$  bei kleinen Pegeln bereits im Rauschen oder liegt nahe des Rauschteppichs (unregelmäßige Kurve für -10 dBr), aus dem sie in Richtung tiefer Frequenzen langsam emporsteigt, bei hohen

---

<sup>1</sup> Die Tatsache, dass das M149 die gleiche Kapsel KK47 aufweist, die u. a. auch im U47 verbaut wurde, hätte hier eigentlich einen quantitativen Vergleich ermöglicht; leider war die Messung des U47 jedoch mit einer abweichenden Ersatzkapazität durchgeführt worden, welche der Kapsel M7 entspricht, die in einer früheren Versionen des Mikrofons verwendet wurde.

Pegeln erfolgt der Anstieg meist später. Die Hörbarkeit für die tieffrequenten Verzerrungen niedriger Ordnung eines Übertragers ist aufgrund der dort stark wirksamen Frequenzverdeckung jedoch als nicht sehr hoch einzuschätzen, zumal die Verdeckung mit wachsender Amplitude zunehmend in den mittleren Frequenzbereich hineinreicht und somit nicht nur Harmonische, sondern auch weiter entfernt liegende Intermodulationsprodukte maskieren kann (siehe 3.4.1.2).

Ein Einfluss von Kondensatoren hinsichtlich etwaiger Nichtlinearitäten war im Rahmen der Messungen nicht definitiv zu erkennen. Eventuelle Verzerrungen im tieffrequenten Bereich, in dem der einen Hochpass konstituierende Kondensator zu „arbeiten“ beginnt, sind primär direkt auf nichtlineare Einflüsse eines Ausgangsübertragers zurückzuführen oder aber bei ausgangseitigen passiven Hochpässen<sup>1</sup> dadurch zu begründen, dass die resultierende Impedanz mit fallender Frequenz so klein wird, sodass die aktive Ausgangsstufe merklich stärker belastet wird und daher mit erhöhten Verzerrungen reagiert. Darüberhinaus ist wiederum die bereits mehrfach erwähnte messtechnische Verfälschung zu beachten. Die bei stark gegengekoppelten Systemen auftretenden Anomalien im oberen Hörfrequenzbereich traten bei weniger stark gegengekoppelten Impedanzwandlern nicht auf, sodass das Phänomen eher mit der Gegenkopplung selbst als mit etwaigen Nichtlinearitäten von Kondensatoren bei hoher Signalspannung zu assoziieren ist<sup>2</sup>.

Ein quantitativer Vergleich der Impedanzwandler bezüglich Übersteuerungspunkt, Klirrspektrum usw. im Hinblick einer Beurteilung für den Klang im realen Betrieb – also bezogen auf den Schalldruck – ist nicht sinnvoll, da vor allem Kleinmembrantypen, aber auch verschiedene Versionen eines Großmembrantyps mit unterschiedlichen Kapseln bestückt sein können, die ihrerseits verschiedene Übertragungsfaktoren haben können. Eine wichtige Überlegung ist dabei, dass neben der Kapselkapazität auch verschiedene Konstruktionsmerkmale sowie die Höhe der Polarisationsspannung in den Übertragungsfaktor eingehen, was bei der verwendeten Methode der Signaleinspeisung nicht berücksichtigt werden kann.

Die oft mit Röhrenmikrofonen assoziierte „Wärme“ kann u. a. auf eine eventuelle *lineare* Verzerrung, nämlich eine Höhenabsenkung des jeweiligen Impedanzwandlers, zurückgeführt werden. Als Beispiel hierfür kann ein Vergleich von U67 und U87 dienen, welche beide die gleiche Kapsel enthalten, jedoch einen recht unterschiedlichen Frequenzgang der Impedanzwandler bei hohen Frequenzen aufweisen. Das U87, das hier wesentlich weniger bedämpft ist, kann daher als „weniger warm“ erscheinen, obwohl dies primär seinem Frequenzgang, jedoch vermutlich weniger seinem Aufbau in FET-Technik zuzuschreiben ist.

---

<sup>1</sup> wobei auch hier ein Übertrager beteiligt sein kann

<sup>2</sup> Eine genaue Aussage könnte nur durch Messungen des jeweiligen Impedanzwandlers mit verschiedenen Kondensatortypen erfolgen.

## 5 SCHLUSSBETRACHTUNG

Es wurde ein Überblick über die historische Entwicklung des Kondensatormikrofons unter besonderer Berücksichtigung der Schaltungstechnik gegeben. Dabei wurden die notwendigen Grundlagen behandelt, wie auch konkrete Beispiele historischer und moderner Impedanzwandler genauer beleuchtet. Die Quellen von Verzerrungen wurden detailliert erörtert. Es erfolgte eine Diskussion von Messmethoden und menschlicher Wahrnehmung von Verzerrungen sowie ihrer Korrelation. Es wurde eine Reihe von Messungen festgelegt, mit der eine Auswahl aus historischen und modernen Impedanzwandlern auf ihre Eigenschaften hinsichtlich Verzerrungen untersucht wurde.

Dabei konnte zunächst die Tendenz einer zunehmenden Unterdrückung nichtlinearer Verzerrungen bei neueren Typen – mit Gesamtklirrdämpfungen von bis zu ca. 80 dB – beobachtet werden. Die Impedanzwandler lassen sich grob in drei Kategorien einteilen: 1) einstufige Röhrenschaltungen mit geringer oder keiner Gegenkopplung, bei der die nichtlinearen Verzerrungen langsam ansteigen, 2) moderne, stark gegengekoppelte Transistorschaltungen mit hoher Klirrdämpfung innerhalb des Aussteuerbereichs und steilem Anstieg der Nichtlinearitäten zur Aussteuerungsgrenze hin, sowie 3) ältere Transistorschaltungen, die oft einen eingeschränkten Dynamikbereich im Vergleich zu den beiden vorgenannten Kategorien aufweisen; einerseits liegt die Aussteuerungsgrenze niedriger als bei modernen Typen, andererseits ist der nutzbare „Headroom“ (zumindest für transiente Signale, siehe S.68) oberhalb dieses Punktes geringer als bei Röhrentypen bzw. gar nicht vorhanden. Bei übertragerlosen Typen sind im Allgemeinen keine frequenzabhängigen Nichtlinearitäten feststellbar. Die meßbaren Nichtlinearitäten bei Impedanzwandlern mit Übertragern variieren dagegen beträchtlich. Nicht zuletzt sind jedoch auch Beschneidungen der hohen und tiefen Frequenzen zu berücksichtigen, welche bei einigen Modellen nicht unerheblich sind.

Zusammenfassend läßt sich sagen, dass Art, Höhe und Dynamik der nichtlinearen Verzerrungen eines Impedanzwandlers einen hörbaren Einfluß auf den Grundklang eines Kondensatormikrofons haben, sodass Röhrenschaltungen durch ihre graduell ansteigenden Verzerrungen niedriger Ordnung das Klangbild tendenziell färben, während moderne Transistorschaltungen mit Klirrdämpfungen von über 80 dB ein neutraleres Klangbild liefern. Der klangliche Einfluß älterer Transistormodelle muß anhand der jeweiligen Schaltungsauslegung differenziert werden. Aufgrund der komplexen Eigenschaften sowohl des menschlichen Gehörs als auch realer musikalischer Klangquellen ist es jedoch schwierig, eine definitive Aussage über die *quantitative* klangliche Relevanz von Messergebnissen zu machen, die mit artifiziellen Testsignalen durchgeführt wurden. Eine qualitative Aussage ist möglich, jedoch im Bezug auf bestimmte Aspekte (z. B. Übertrager) unsicher, da die Hörbarkeit stark von den individuellen Verdeckungseffekten im jeweiligen Programmmaterial abhängt. Die Frage der Relevanz von nichtlinearen Verzerrungen im Bezug auf die künstlerische Klanggestaltung soll hier nicht erörtert werden.

Im Verlauf der Messungen hat sich die Klirrfaktormessung in Verbindung mit verschiedenen Sweeps und FFT-Snapshots - bis auf einige Ausnahmen hinsichtlich Bandbegrenzung - als universelle Methode zur Untersuchung von Nichtlinearitäten bewährt. Die entsprechenden DFD-Messungen lieferten dagegen zumindest bei geringeren Verzerrungen inkonsistente oder nicht signifikante Ergebnisse. Für die akustische Messung der Verzerrungen von Mikrofonen ist die DFD-Messung von Wichtigkeit, da sie die am meisten praktikable Methode zur verzer-

rungsarmen Erzeugung relativ hoher Schalldrücke darstellt. Bei rein elektronischen Untersuchungen ist dagegen die Klirrfaktormessung zu bevorzugen.

Die messtechnischen Untersuchungen lieferten eine Fülle von Daten, die innerhalb des begrenzten Rahmens dieser Arbeit nicht alle erschöpfend dargestellt und besprochen werden konnten. So wäre z. B. ein Vergleich von FFT-Snapshots der DFD-Messungen oder auch von zusätzlich durchgeführten, bisher unerwähnt gebliebenen IMD-Messungen interessant. Auch könnten die in [PASTILLÉ02] dargelegten unterschiedlichen Auswirkungen der verschiedenen Arten der Vordämpfung genauer beleuchtet werden. Im Rahmen der Messungen wurden zwar einige Impedanzwandler mit intern schaltbaren oder extern angelegten Parallelkapazitäten bedämpft, jedoch wurde eine diesbezügliche Untersuchung nicht konsequent und umfassend genug durchgeführt, um eine Basis für allgemeingültige Aussagen darzustellen.

Weitere, bisweilen weniger diskutierte Aspekte, die für Verzerrungen und unterschiedlichen Klang beim Betrieb von Kondensatormikrofonen in der Aufnahmekette relevant sein können, sind z. B. unterdimensionierte Phantomspeisungen in Mischpulten, Übersteuerung von Vorverstärkern durch moderne Mikrofone mit hoher Ausgangsspannung, wechselseitige Beeinflussung durch Quell- und Lastimpedanzen von Mikrofon und Vorverstärker (wenn mindestens eine Seite übertragerbasiert), unterschiedliche schaltungstechnische Revisionen von Mikrofonen, Exemplarstreuungen und Alterungseffekte von elektronischen Bauteilen und Kapsel. Diese sollen hier nicht näher beleuchtet werden, sondern sind vielmehr als Ausblick auf weitere mögliche Untersuchungen zu verstehen.

Abschließend soll nochmals betont werden, dass die klanglichen Eigenschaften eines Kondensatormikrofons letztendlich aus dem individuellen Zusammenwirken von Kapsel und Impedanzwandler resultieren. Die Kapsel hat dahingehend einen besonderen Anteil, als dass für den Klang nicht nur ihr Frequenzgang – also das Verhalten bei Schalleinfall exakt auf der Einsprechachse – sondern auch und vielmehr ihr durch das Polardiagramm charakterisiertes Verhalten im räumlichen Schallfeld eine maßgebliche Rolle spielt. Dem auf diese Weise vornehmlich linear verzerrten Signal kann der Impedanzwandler mehr oder weniger jeweils charakteristische nichtlineare Artefakte einprägen, wobei abhängig vom Aufbau eine wahrnehmbare Färbung oder ein eher „neutralerer“ Grundklang resultieren kann. Diese Beobachtungen beziehen sich lediglich auf den Frequenzbereich; bei der Beurteilung im Zeitbereich, besonders für transiente Signale im realen Betrieb, wird die klangliche „Neutralität“ stark gegengekoppelter Systeme mitunter angezweifelt. Als Begründung wird ein möglicherweise komplexes, wenn auch subtiles Ein- und Ausschwingverhalten angeführt, wie in 3.2.2.3 angedeutet. Diesbezügliche Messungen, wie auch generelle Untersuchungen im Zeitbereich wären ein weiterer interessanter Ansatzpunkt für Nachforschungen.

## 6 ANHANG

### 6.1 ANMERKUNGEN ZU TECHNISCHEN DATEN VON MIKROFONEN

Die Herstellerangaben von technischen Daten sind oft nicht einheitlich. Die einzelnen Daten können sich auf unterschiedliche oder nicht weiter angegebene Bezugswerte und Bewertungsverfahren beziehen, sodass ein exakter Vergleich mitunter nicht möglich ist. Erschwerend kommt hinzu, dass besonders die Bewertungsverfahren für Störspannungen im Laufe der Zeit Veränderungen unterworfen waren, die zudem nicht von allen Herstellern einheitlich und zeitgleich umgesetzt wurden [PEUS98, DICKREITER97-I S.154ff]. Dieser Abschnitt soll diesbezüglich einen klärenden Überblick geben.

Für den Amplitudenfrequenzgang gilt in der Studioteknik allgemein die Forderung einer definierten Toleranz an dessen unterem und oberem Ende sowie nach maximal möglicher Linearität für alle im *Übertragungsbereich* (= nutzbarer Frequenzbereich) eingeschlossenen Frequenzen. Während ein linearer Amplitudenfrequenzgang über den gesamten Hörfrequenzbereich in elektronischen Schaltungen schon früh erreicht wurde, fällt bei Mikrofonen die Forderung zumindest innerhalb des Übertragungsbereichs weniger streng aus, da Mikrofonkapseln als elektroakustische Wandler den Limitierungen eines mechanischen Schwingungssystems unterworfen sind und daher konstruktionsbedingte Überhöhungen und Senken im Frequenzgang sowie von der Schalleinfallrichtung abhängige Unregelmäßigkeiten aufweisen können. [DICKREITER97-I S. 148] definiert eine Toleranz von +/- 2 dB, jedoch existieren abhängig von Hersteller und Zeitperiode abweichende Angaben. Auch können sich Angaben z. B. auf eine bestimmte Richtcharakteristik beziehen, während sie bei anderen Charakteristika in Wirklichkeit abweichen.

Der *Übertragungs-* oder *Feldübertragungsfaktor* eines Mikrofons gibt das Verhältnis der Effektivwerte von einwirkendem Schalldruck und resultierender Ausgangsspannung in mV/Pa an. Frühere Angaben erfolgten in mV/ $\mu$ bar, mit 1  $\mu$ bar = 10 Pa. Das Übertragungsmaß in dB ist der 20fache Zehnerlogarithmus des Übertragungsfaktors. Der Effektivwert des Schalldrucks in Pa wird auch als der auf  $2 \cdot 10^{-5}$  Pa bezogene 20fache Zehnerlogarithmus in *dB SPL* („sound pressure level“) angegeben. Dabei entsprechen 0 dB der Hörschwelle bei 1 kHz, 94 dB entsprechen 1 Pa. Der *Grenzschalldruckpegel* stellt den Pegel des einwirkenden Schalls dar, bei dem das Ausgangssignal des Mikrofons ein definiertes Maß an nichtlinearer Verzerrung erreicht. Üblicherweise sind dies 0,5 % Gesamtklirrfaktor, es werden aber auch Werte von 1 % oder (bei modernen Röhrenmikrofonen) ein zusätzlicher Wert für 3 oder gar 5 % angegeben. Die Angabe bezieht sich i. d. R. auf 1 kHz, darüber hinaus können zusätzliche Angaben für andere Frequenzen – üblicherweise 40 Hz und 5 kHz – gemacht werden.

Für die Angabe von Störspannungen existieren diverse Größen in jeweils alternativen Bewertungsschemata. Die als Effektivwert in  $\mu$ V angegebene *Eigenstör-* oder *Fremdspannung* wird heute praktisch nicht mehr in Datenblättern erwähnt. Die so genannte *Geräuschspannung*, auch als *Fremd-* oder *bewertete Störspannung* bezeichnet, wird entweder als nach der Bewertungskurve von DIN 45405 / CCIR-Empfehlung 468-3 gewichteter Quasi-Spitzenwert oder aber als nach der „A-Kurve“ von DIN IEC 651 gewichteter Effektivwert berechnet.<sup>1 2</sup> Die zugehörigen logarithmischen Maße sind der auf 1 V bezogene *Geräusch-* oder *bewertete Störpegel* in dBV bzw. dBu. Während der *Geräuschspannungs-* oder *-pegelabstand* in der Studioteknik allgemein als Differenz zwischen Aussteuerungsgrenze und bewertetem Störpegel de-

<sup>1</sup> Zu DIN-Publikationen siehe [BEUTH05]

<sup>2</sup> IEC = „International Electrical Commission“, CCIR = „Comité Consultatif International des Radiocommunications“, internationale standardisierende Organisationen mit Sitz in Genf. Den CCIR-Empfehlungen entsprechende Standards werden heute von der ITU = („International Telecommunication Union“) herausgegeben [ITU05].

finiert ist, gilt für die Berechnung bei Mikrofonen die Differenz zwischen dem Übertragungsmaß (also dem Pegel, den das Mikrofon bei 1 Pa abgibt) bei 1 kHz und dem bewerteten Störpegel. Die Angabe erfolgt entweder mit auf 1 V bezogenem Übertragungsmaß und nach CCIR 468-3 bewertetem Störpegel in dB bzw. dBqps<sup>1</sup> oder mit auf 0,775 V bezogenem Übertragungsmaß und nach DIN IEC 651 bewertetem Störpegel in dB(A). Die Größe „Ersatzgeräuschpegel“ oder „-lautstärke“ gibt den Schalldruckpegel an, der am Mikrofon eine Ausgangsspannung verursachen würde, die dessen bewerteter Störspannung äquivalent ist. Sie berechnet sich aus der Differenz zwischen dem Bezugspegel von 94 dB (1 Pa) und dem Geräuschspannungsabstand, wobei die Angabe ebenfalls mit CCIR- oder A-bewertetem Störpegel erfolgen kann. Dieser wird u. a. auch als *A-bewerteter Äquivalentschalldruckpegel* angeführt. Der *Dynamikumfang* des Mikrofons ist die Differenz zwischen Grenzschalldruck- und Ersatzgeräuschpegel, wiederum nach CCIR- und A-Bewertung. Für die Gewichtung nach der „A-Kurve“ ergeben sich jeweils um ca. 10 dB bessere Werte, je nach Rauschspektrum kann der Unterschied auch einige dB kleiner oder größer sein.

Den zitierten Normen zufolge sollen alle genannten Größen bei Abschluss des Mikrofons mit *Nennlast* ermittelt werden. Diese beträgt i. d. R. 1 oder 1,2 kΩ, kann aber besonders bei älteren Mikrofonen mehr oder weniger stark abweichen. Der von den meisten Herstellern angegebene Übertragungsfaktor bei Nennlast wird als *Betriebs-* oder *Feldbetriebsübertragungsfaktor* bzw. *Empfindlichkeit*, ein solcher ohne Belastung als *Leerlauf-* oder *Feld-Leerlauf-Übertragungsfaktor* bezeichnet. Eine Messung ohne ausgangsseitige Belastung des Mikrofons kann für alle bisher genannten Größen geringfügig bis merklich bessere Werte erbringen, die allerdings keiner realen Betriebssituation entsprechen.

In frühen Datenblättern finden sich oft Störspannungsbewertungen nach DIN 5405, die als Effektivwert in Phon (bezogen auf 1 kHz) angegeben sind. Die in dieser alten Norm verwendete Gewichtung entspricht in etwa der heutigen A-Bewertung, während eine weitere, um ca. 10 dB höher liegende Angabe mit der Bezeichnung „S & H J77“<sup>2</sup> o. Ä. eine frühe Version der Quasi-Spitzenwertmessung darstellt. Die in den 50er-Jahren eingeführte DIN 45405 sowie später erschienene CCIR-Standards wurden über die Jahrzehnte mehrmals geändert, wobei sich teilweise Unterschiede von mehreren dB ergaben [HERTZ77]. Die letzte inhaltliche Änderung bezüglich Störspannungsmessung erfolgte 1983, wobei DIN 45405 und CCIR 468-3 einander entsprechen. Deren „neue“ Bewertungsfilter sind gegenüber den „alten“ allerdings um ca. 4 dB empfindlicher, sodass ältere Störspannungswerte vermeintlich besser erscheinen [PEUS98]. Da vor einer jeweiligen offiziellen Änderung bereits „inoffizielle“ Empfehlungen kursierten, die Reaktion der Hersteller aber mitunter nicht einheitlich war, ist die Situation unübersichtlich. Bei einem Vergleich von Daten ist daher auf das jeweilige Veröffentlichungsdatum sowie etwaige Angaben der Messbedingungen zu achten.<sup>3</sup>

Soweit bei den in dieser Arbeit konkret betrachteten Mikrofonen nicht anders angegeben, bezieht sich der Grenzschalldruck auf 0,5 % Klirrfaktor; Übertragungsmaßen sowie weiteren Daten liegt jeweils eine Nennlastimpedanz von 1 bis 1,2 kΩ zugrunde. Zum besseren Vergleich werden bei in der Richtcharakteristik umschaltbaren Mikrofonen die Werte für Nierencharakteristik wiedergegeben. Aus demselben Grund sind bewertete Messgrößen, soweit bekannt, bevorzugt in dB(A) angegeben, da diese Bewertung von Herstellern auf dem Markt zunehmend betont wird – nicht zuletzt im Wettbewerb um den kleinsten Ersatzgeräuschpegel, der in der A-Bewertung nur mehr einstellig ausfällt. Um die Darstellung der historischen Entwicklung nicht

<sup>1</sup> qps = „quasi ponderé sone“, steht für „Quasi-Spitzenwert“, „gewichtet“ und „Tonfrequenzbereich“ (31,5 Hz bis 16 kHz)

<sup>2</sup> Siehe z. B. Betriebsanweisung für KM53/54 von Neumann/Berlin [NEUMANN05]

<sup>3</sup> Eine detaillierter Vergleich würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Zur Darstellung der Historie dürfte es jedoch ausreichen, diese für die untere Grenze des Dynamikbereichs relevanten Größen lediglich qualitativ zu betrachten.

zu sehr mit technischen Daten zu überladen, sind diese jeweils nur angegeben, wenn sie eine Fortentwicklung belegen oder einen interessanten Vergleich ermöglichen.

## 6.2 DIAGRAMME ZU KAPITEL 4

Die Gliederung der Diagramme ist wie folgt:

<i>Impedanzwandler / Hersteller</i>	<i>Abbildung Nn</i>	<i>Seite</i>
U47 (Neumann/Berlin)	6-1 bis 6-7	82 / 83
U47 N (Neumann/Berlin)	6-8 / 6-9	83
U67 (Neumann/Berlin)	6-10 bis 6-17	84 / 85
M269c (Neumann/Berlin)	6-18	84
KM84 (Neumann/Berlin)	6-19 bis 6-25	86 / 87
U87 (Neumann/Berlin)	6-26 / 6-27	87
CMC 5U (Schoeps)	6-28 bis 6-35	88 / 89
MV692 (Microtech Gefell)	6-36 bis 6-43	90 / 91
C414 B-ULS (AKG)	6-44 bis 6-51	92 / 93
TLM103 (Neumann/Berlin)	6-45 bis 6-58, 6-60	94 / 95
TLM170 (Neumann/Berlin)	6-59	95
M149 (Neumann/Berlin)	6-61 bis 6-67	96 / 97

Die ausklappbare Legende zu den einzelnen Diagrammen befindet sich auf S. 99.

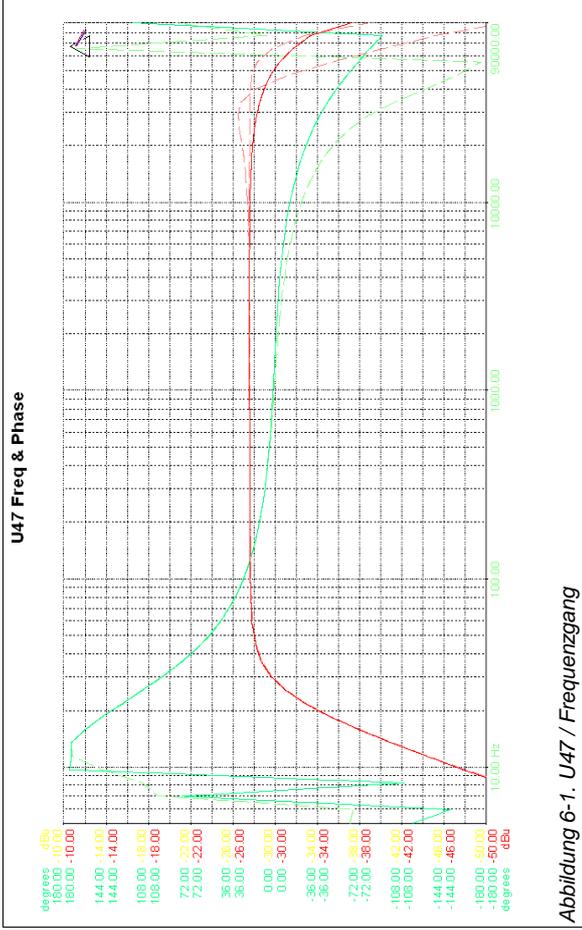


Abbildung 6-1. U47 / Frequenzgang

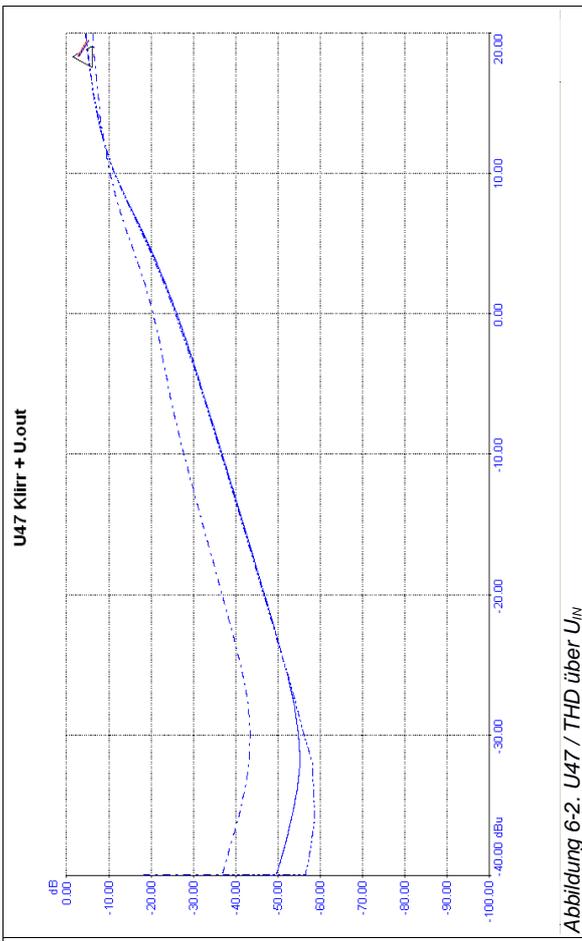


Abbildung 6-2. U47 / THD über  $U_{IN}$

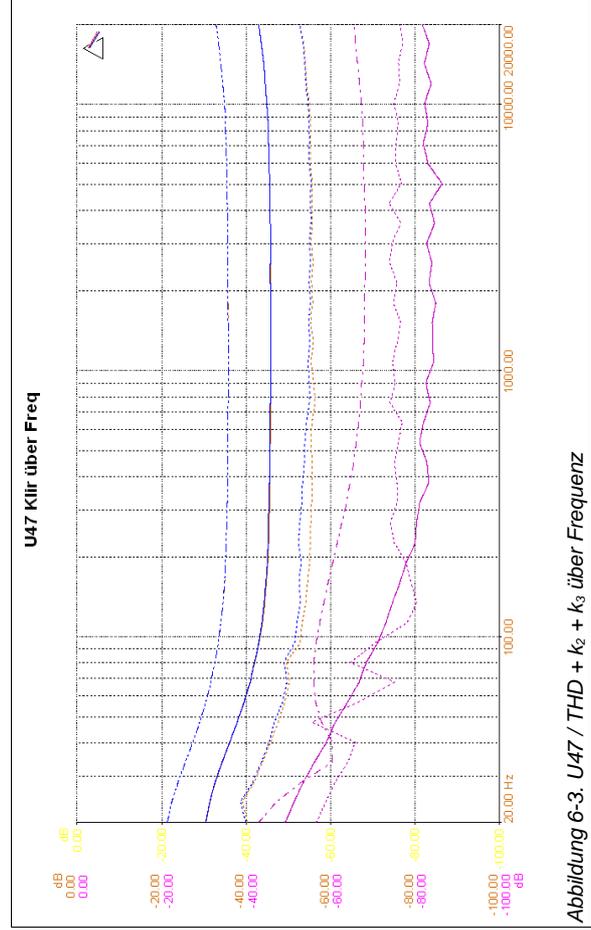


Abbildung 6-3. U47 / THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz

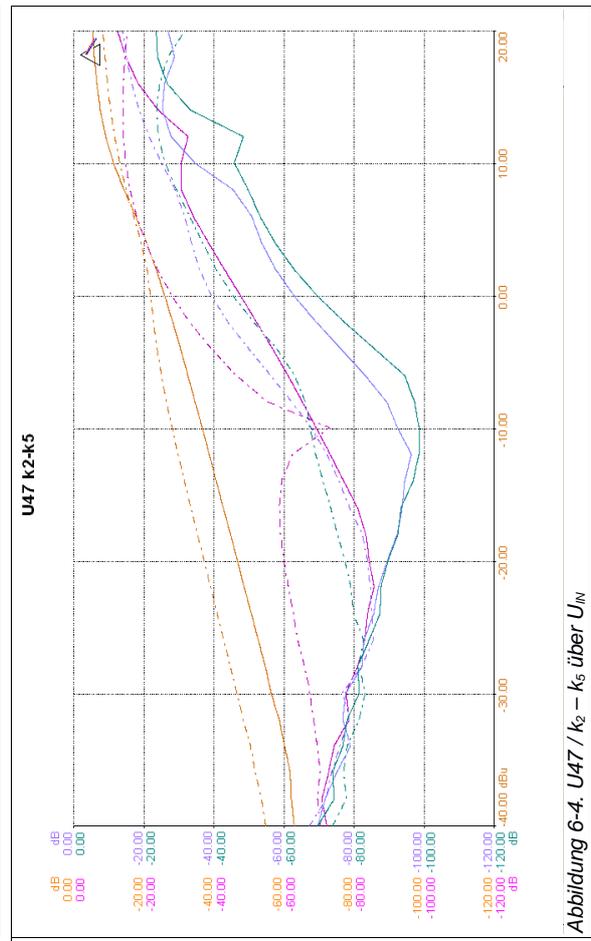


Abbildung 6-4. U47 /  $k_2 - k_5$  über  $U_{IN}$

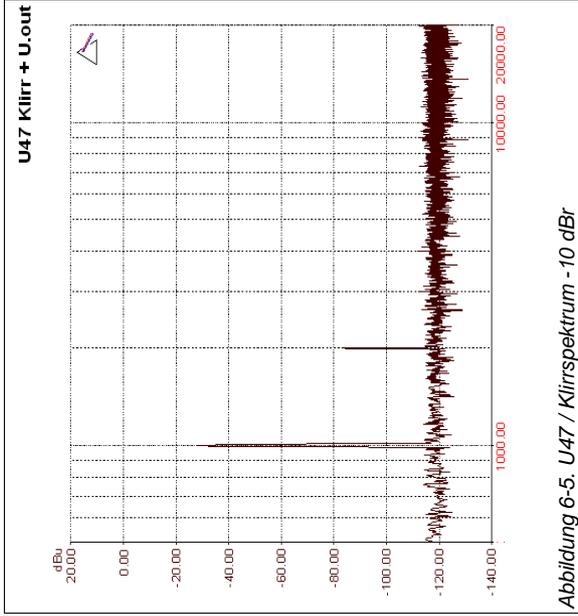


Abbildung 6-5. U47 / Klirrspektrum - 10 dB

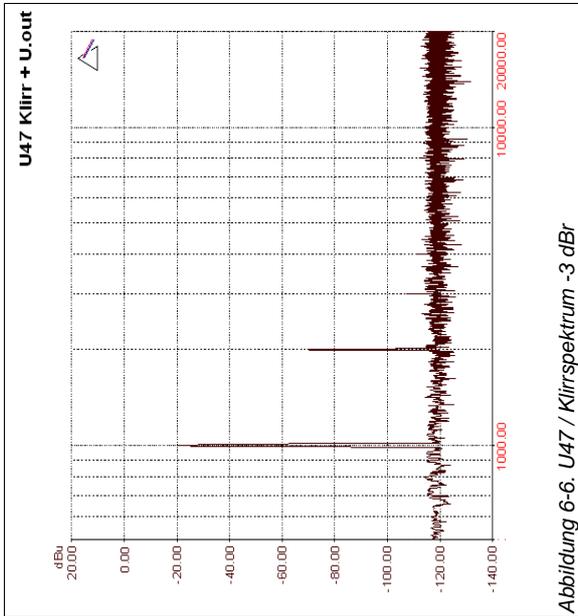


Abbildung 6-6. U47 / Klirrspektrum -3 dB

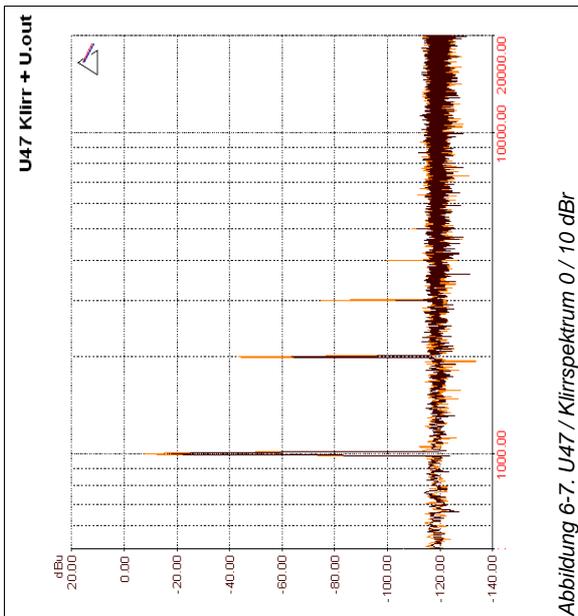


Abbildung 6-7. U47 / Klirrspektrum 0 / 10 dB

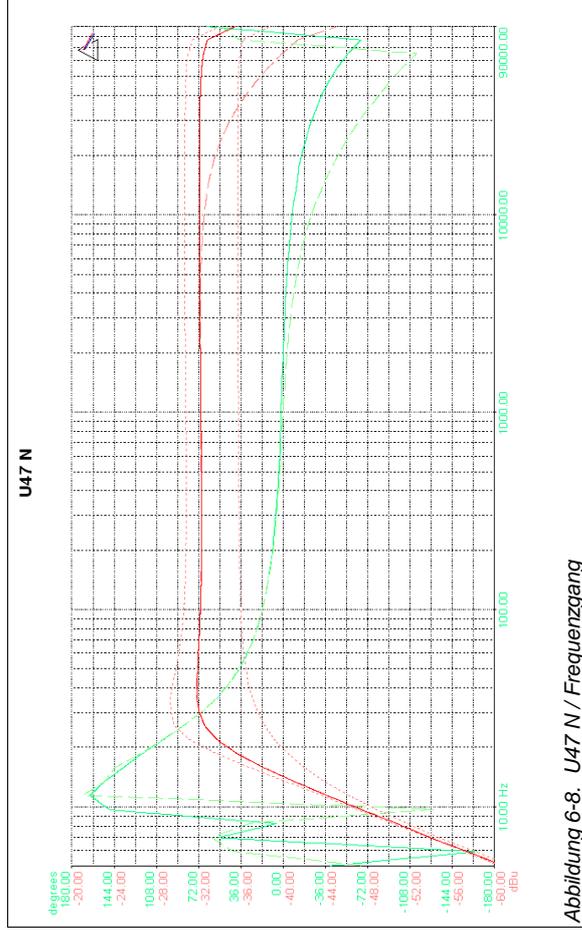


Abbildung 6-8. U47 N / Frequenzgang

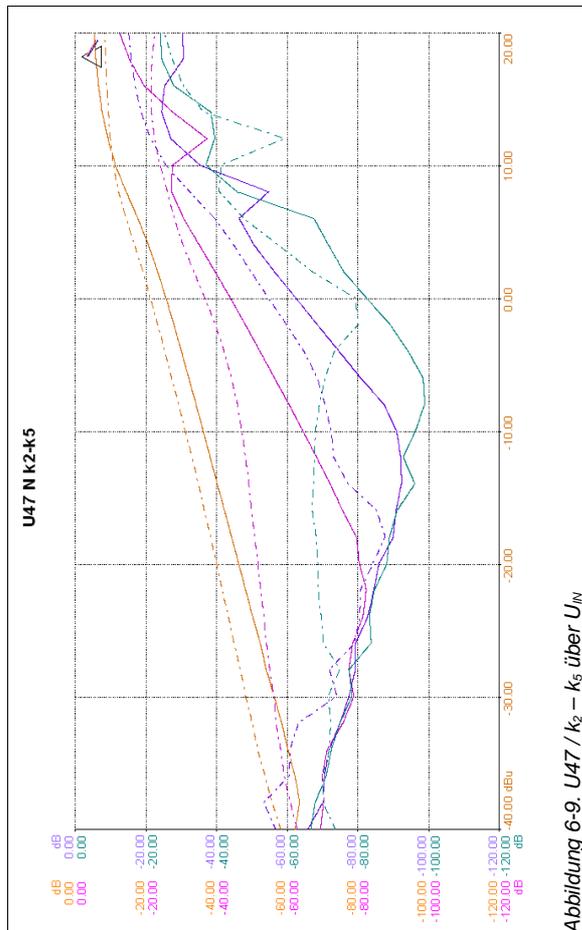


Abbildung 6-9. U47 / k<sub>2</sub> - k<sub>5</sub> über U<sub>IN</sub>

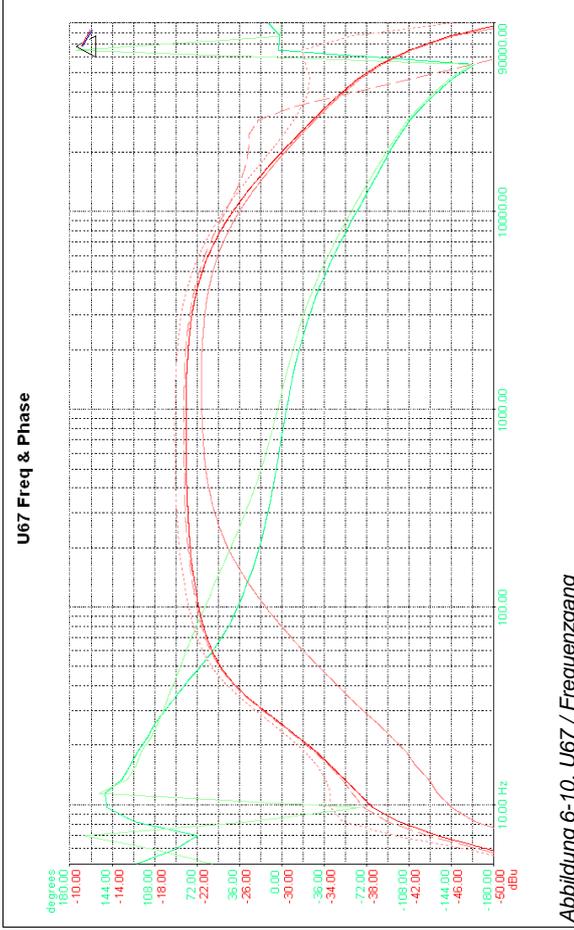


Abbildung 6-10. U67 / Frequenzgang

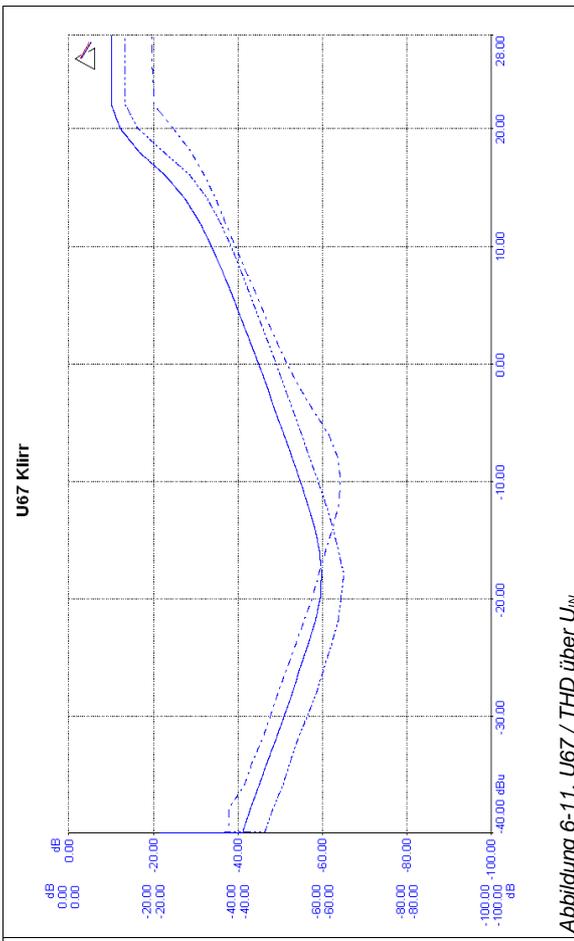


Abbildung 6-11. U67 / THD über  $U_{IN}$

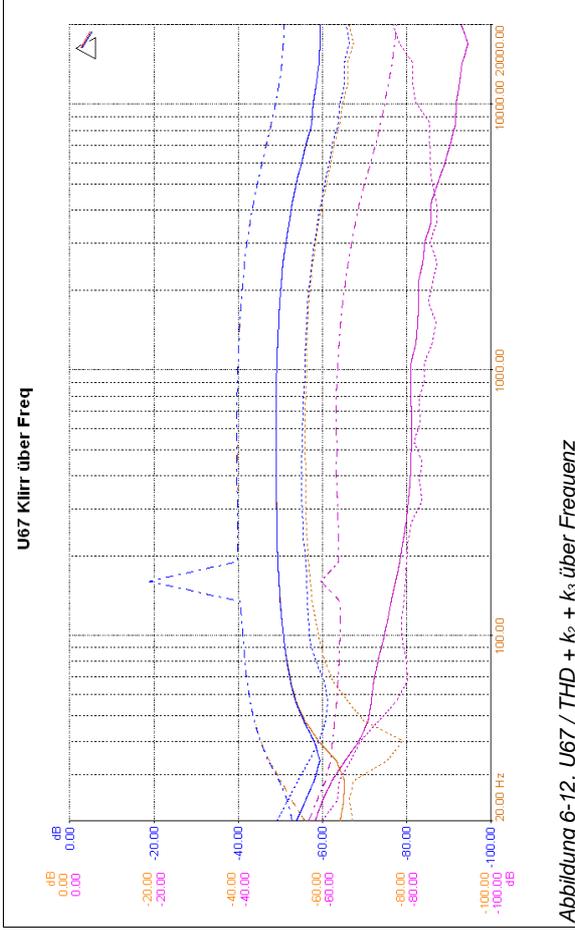


Abbildung 6-12. U67 / THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz

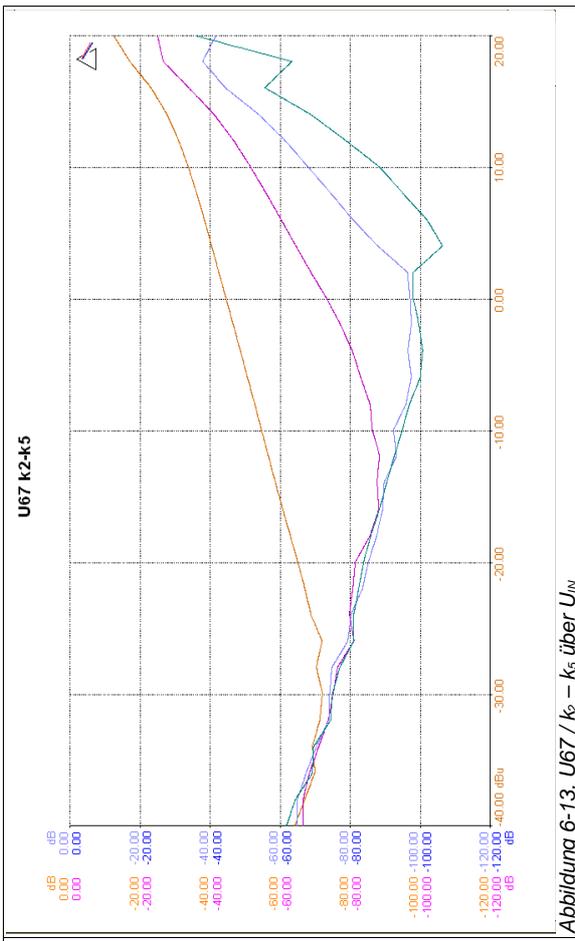


Abbildung 6-13. U67 /  $k_2$  -  $k_5$  über  $U_{IN}$

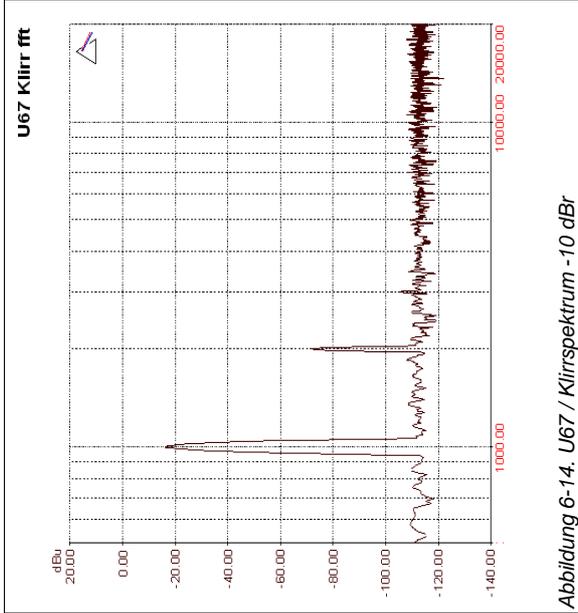


Abbildung 6-14. U67 / Klirrspektrum -10 dB

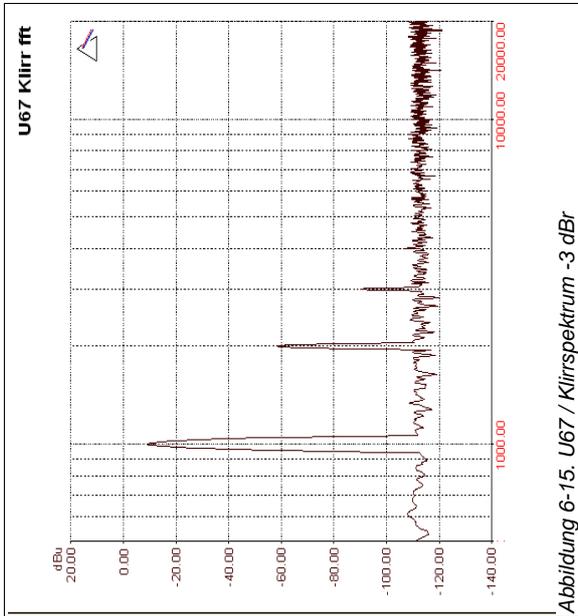


Abbildung 6-15. U67 / Klirrspektrum -3 dB

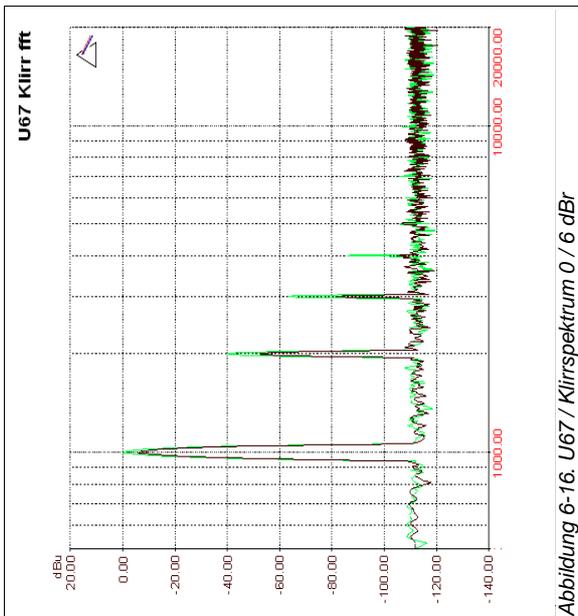


Abbildung 6-16. U67 / Klirrspektrum 0 / 6 dB

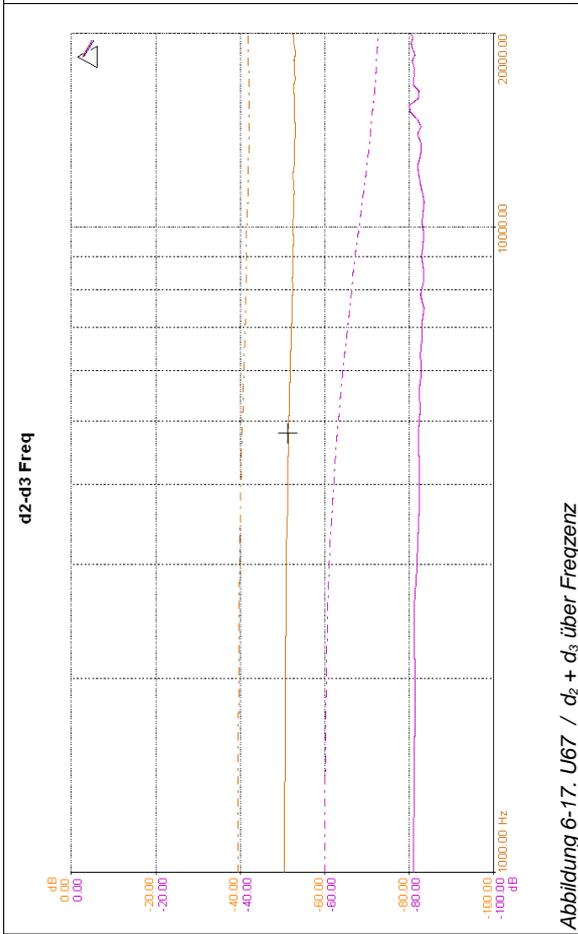


Abbildung 6-17. U67 /  $d_2 + d_3$  über Frequenz

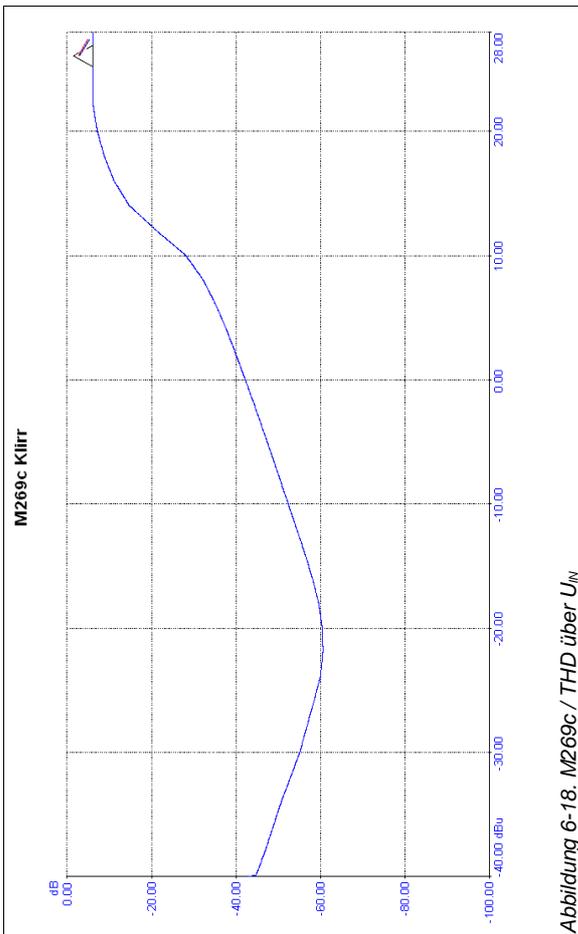


Abbildung 6-18. M269c / THD über  $U_{IN}$

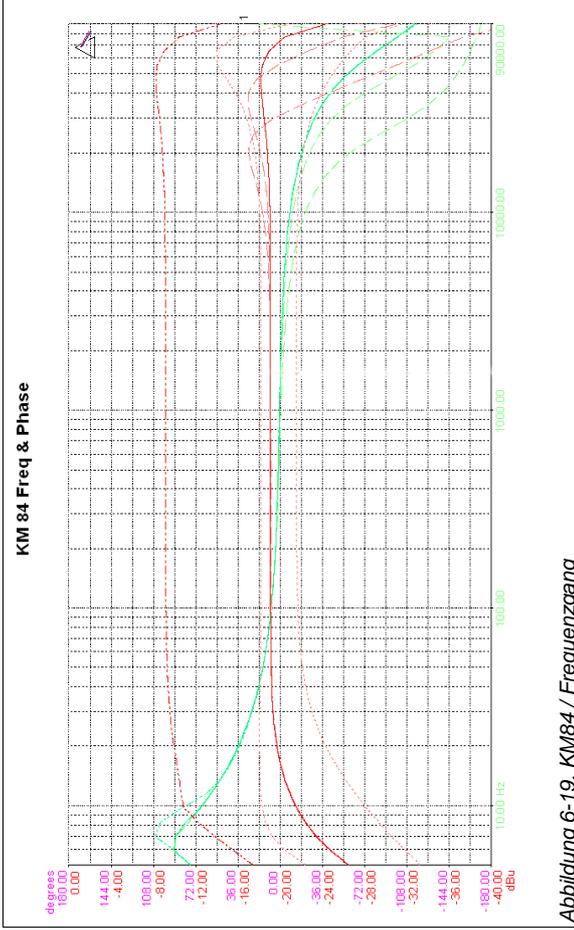


Abbildung 6-19. KM84 / Frequenzgang

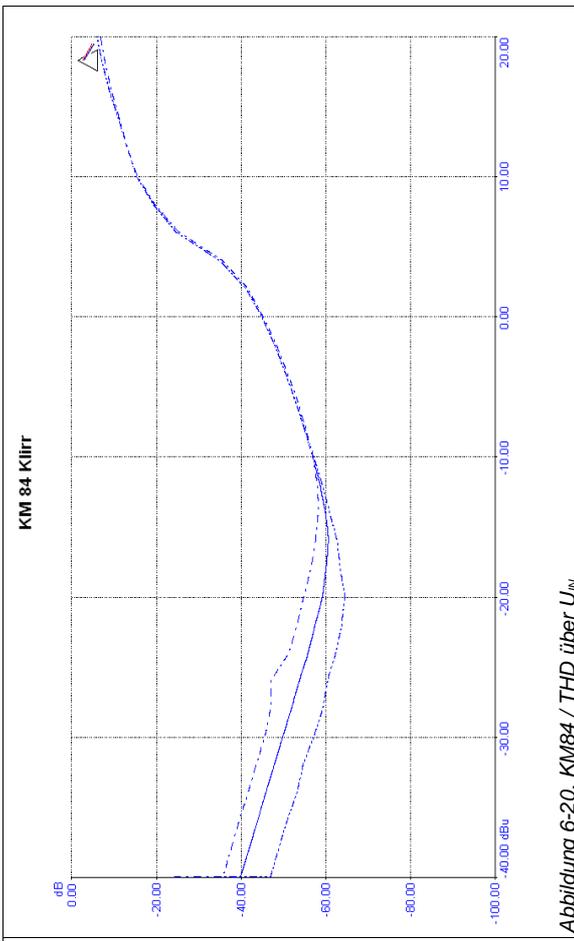


Abbildung 6-20. KM84 / THD über  $U_{IN}$

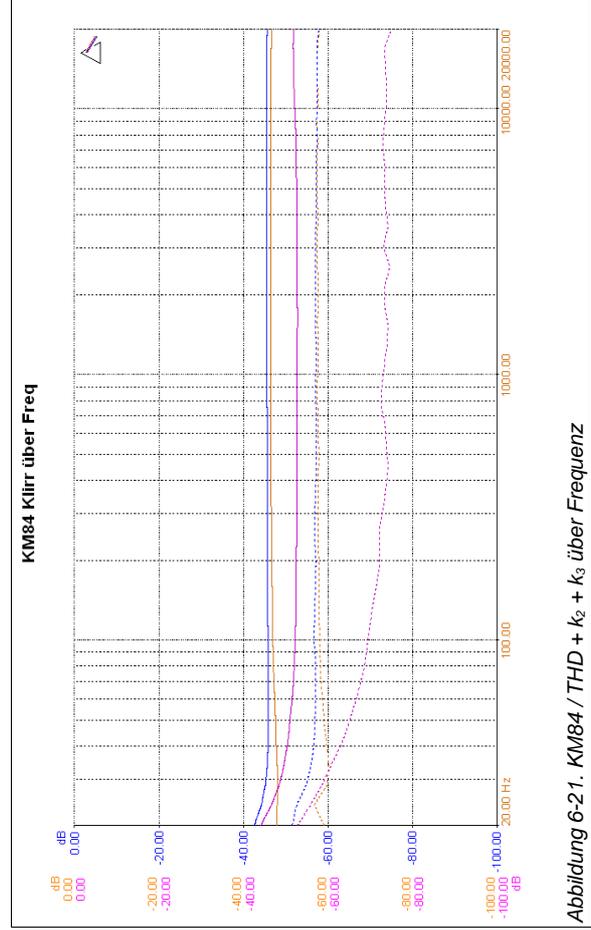


Abbildung 6-21. KM84 / THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz

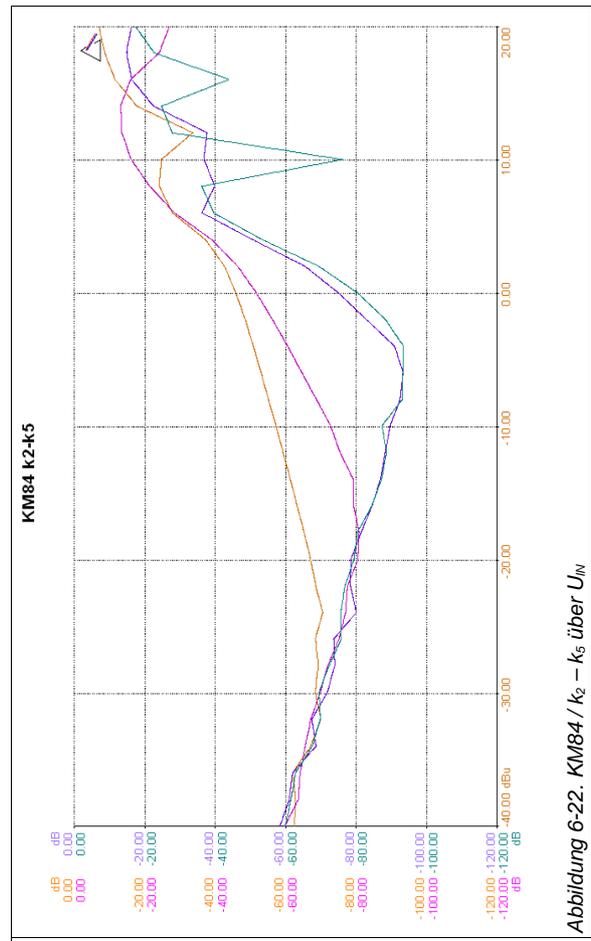


Abbildung 6-22. KM84 /  $k_2$  -  $k_5$  über  $U_{IN}$

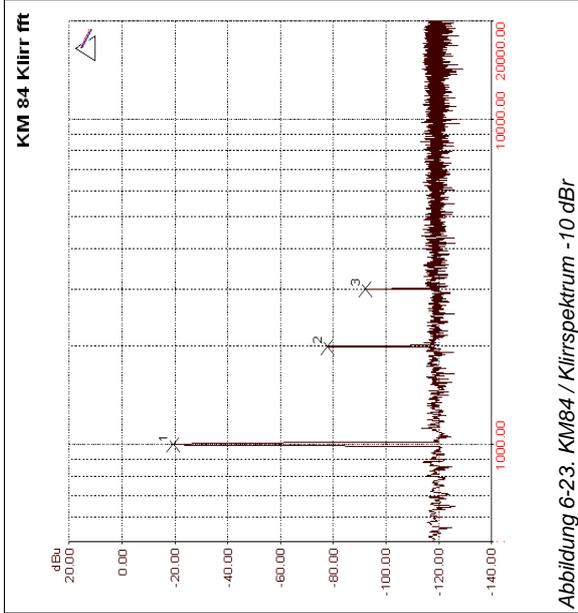


Abbildung 6-23. KM84 / Klirrspektrum -10 dB

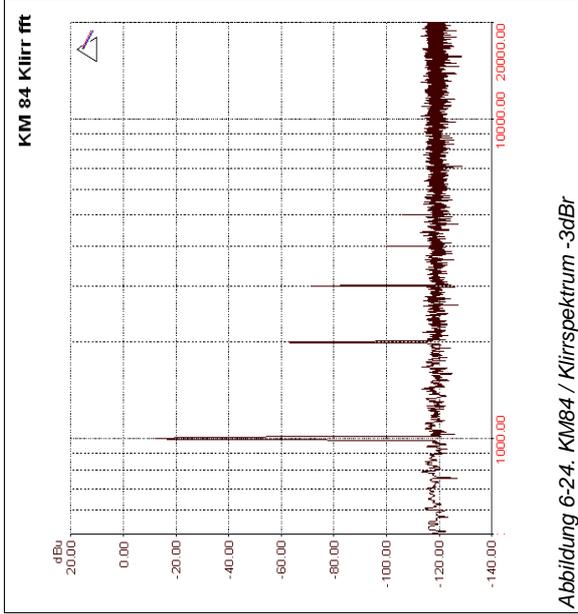


Abbildung 6-24. KM84 / Klirrspektrum -3dB

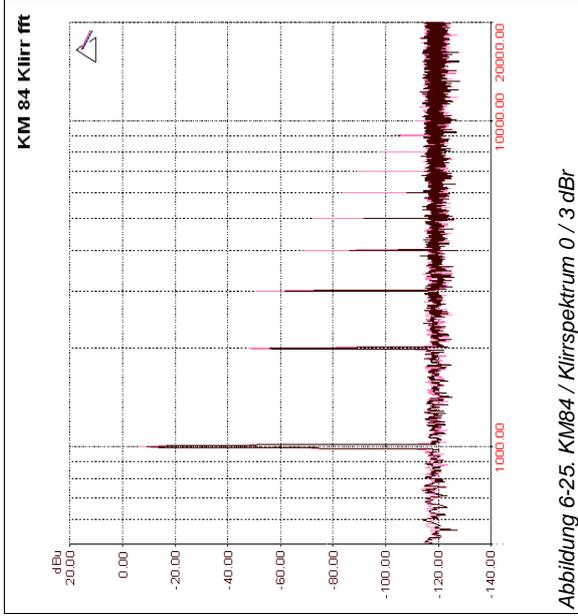


Abbildung 6-25. KM84 / Klirrspektrum 0 / 3 dB

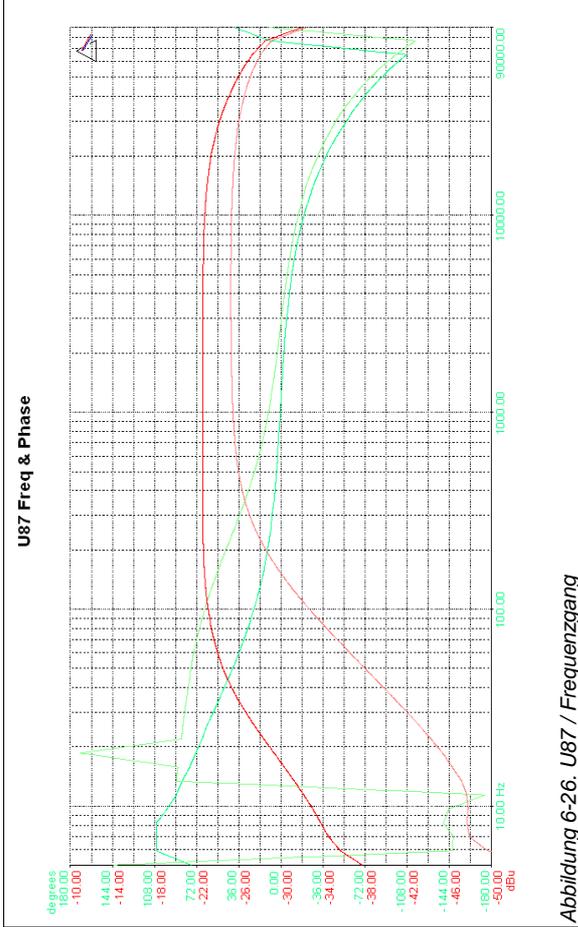


Abbildung 6-26. U87 / Frequenzgang

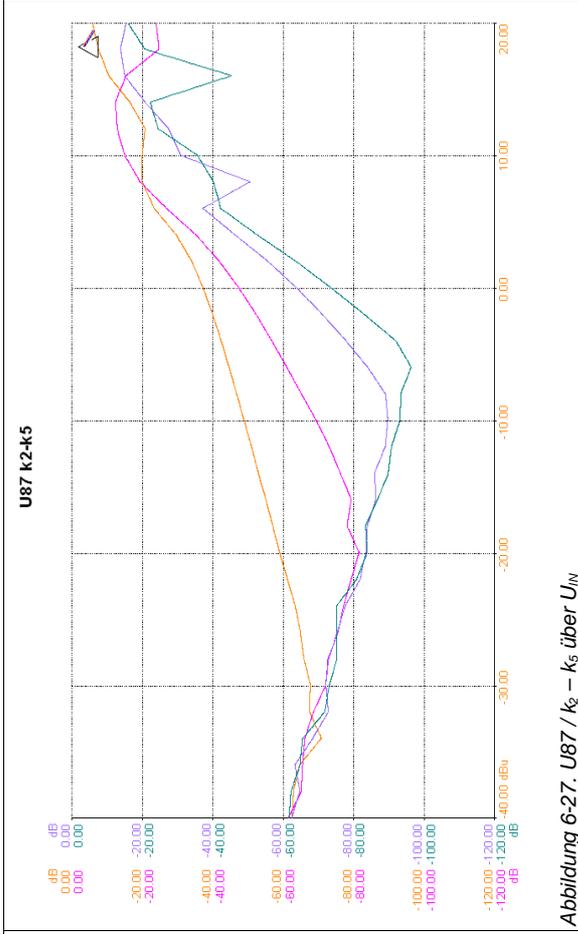
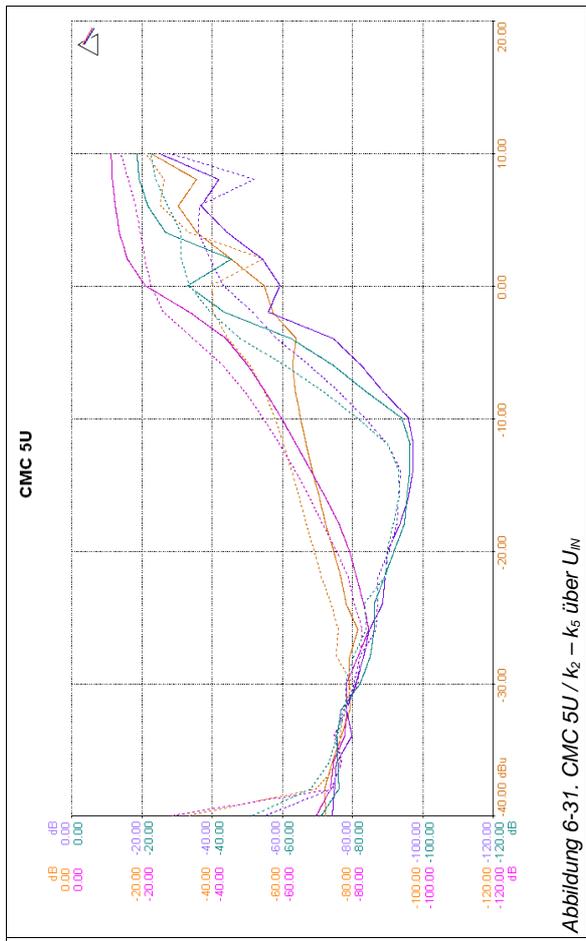
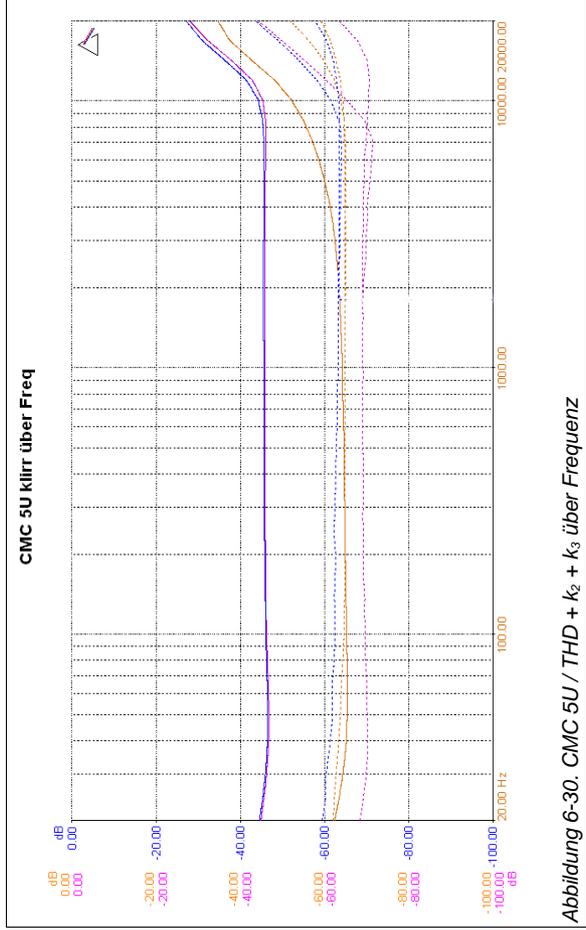
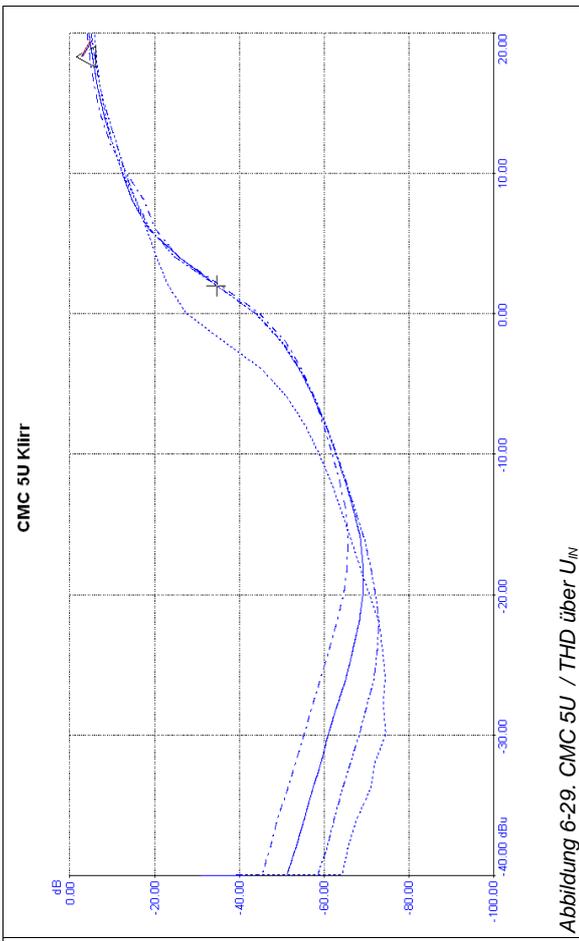
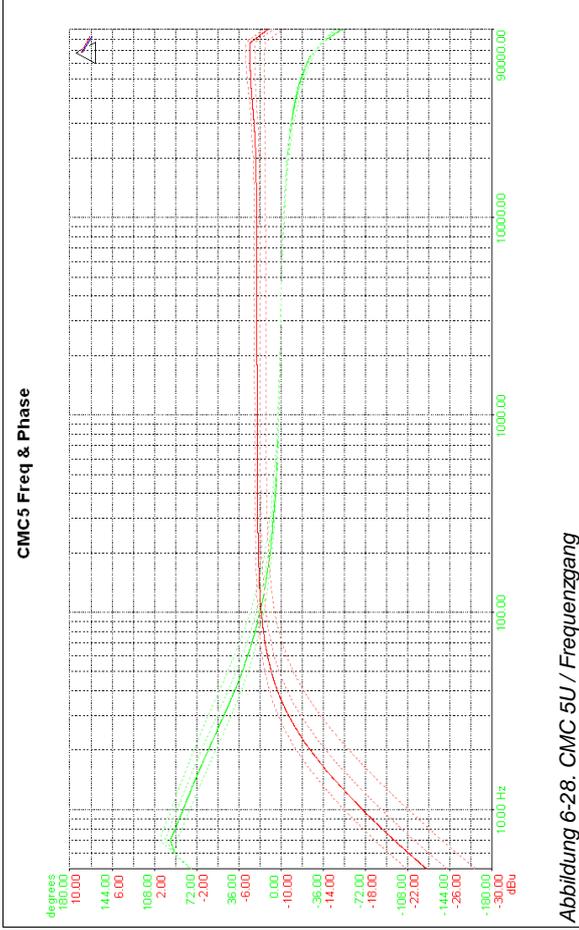


Abbildung 6-27. U87 /  $k_2 - k_5$  über  $U_{IN}$



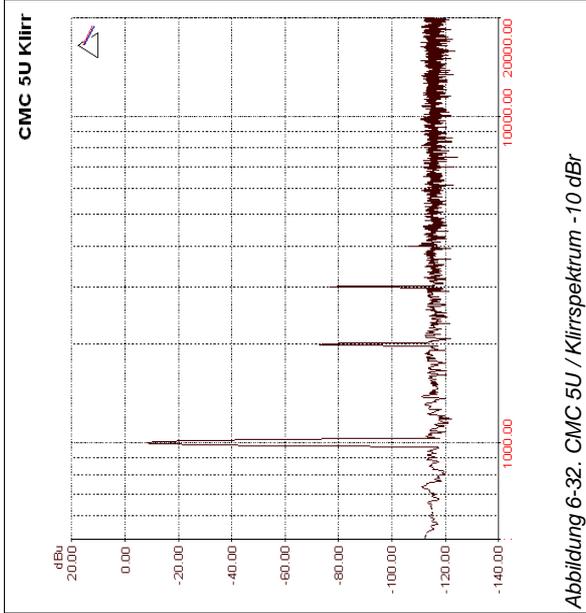


Abbildung 6-32. CMC 5U / Klirrspektrum -10 dB

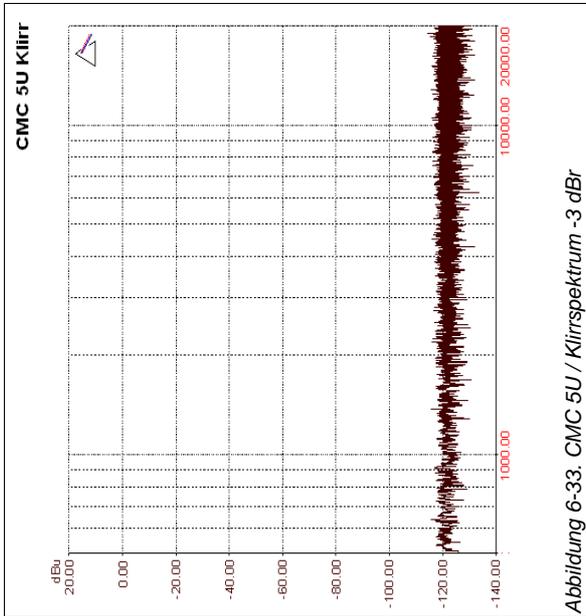


Abbildung 6-33. CMC 5U / Klirrspektrum -3 dB

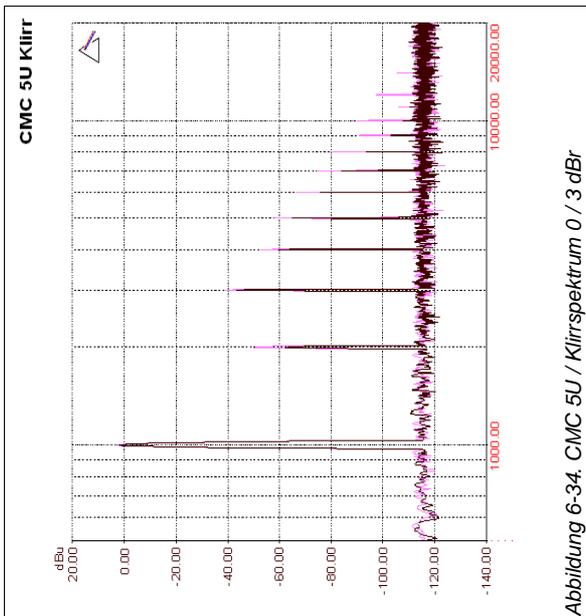


Abbildung 6-34. CMC 5U / Klirrspektrum 0 / 3 dB

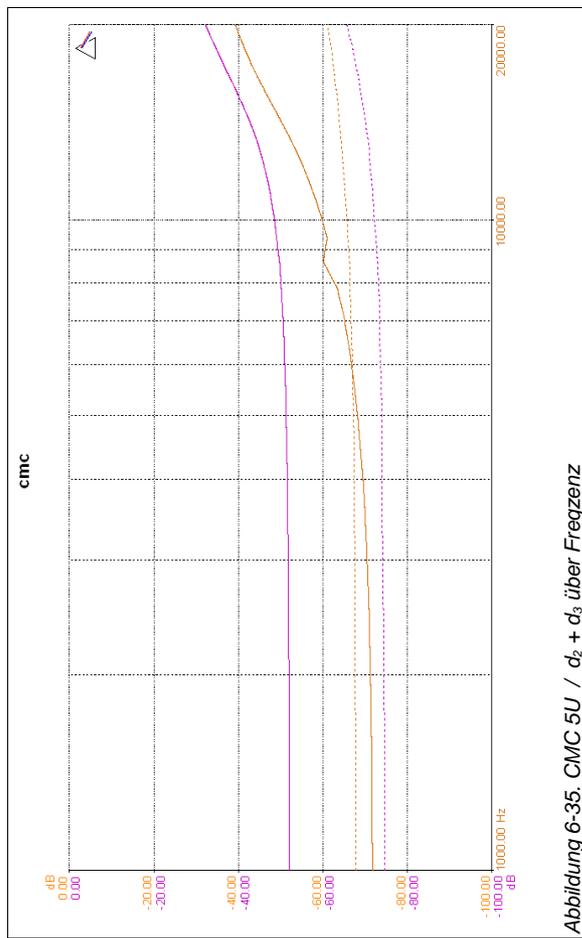


Abbildung 6-35. CMC 5U /  $d_2$  +  $d_3$  über Frequenz

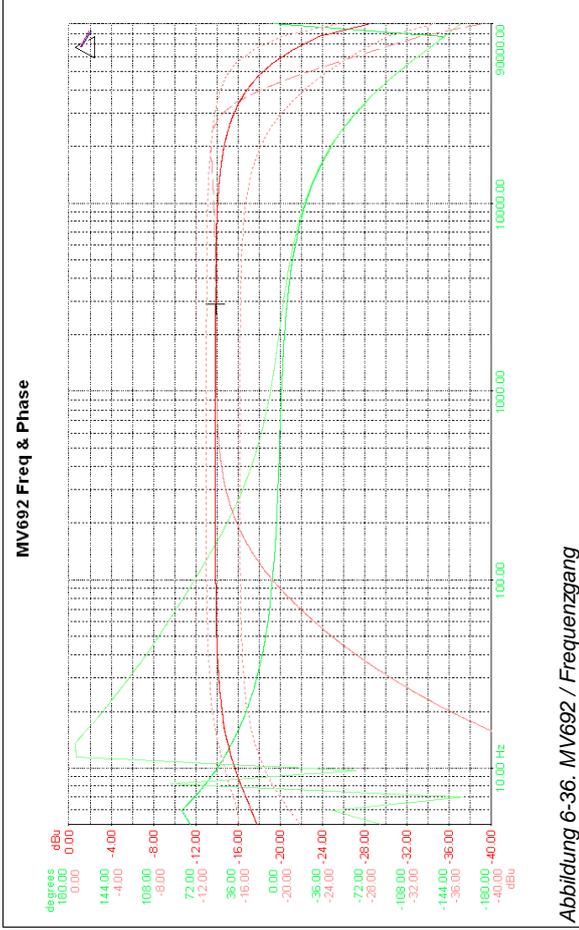


Abbildung 6-36. MV692 / Frequenzgang

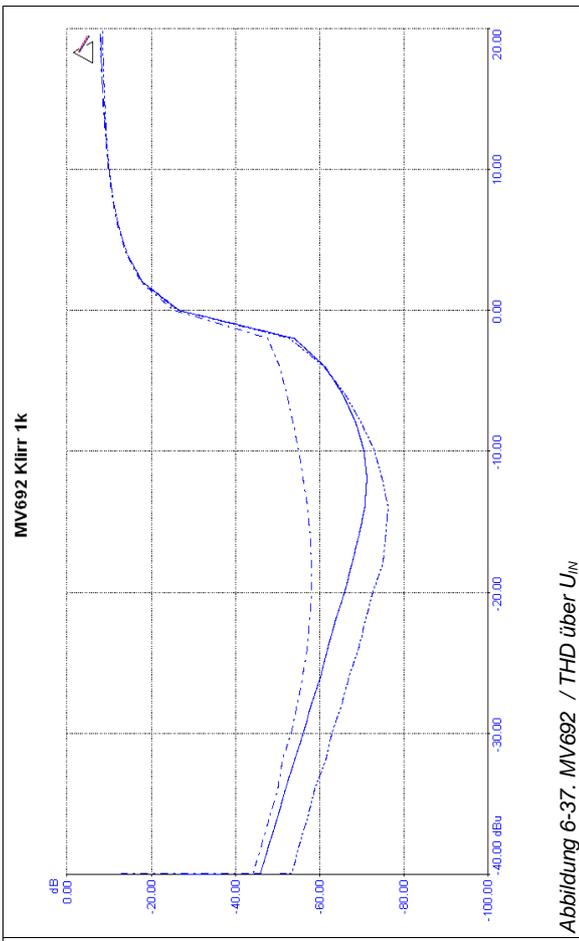


Abbildung 6-37. MV692 / THD über  $U_{IN}$

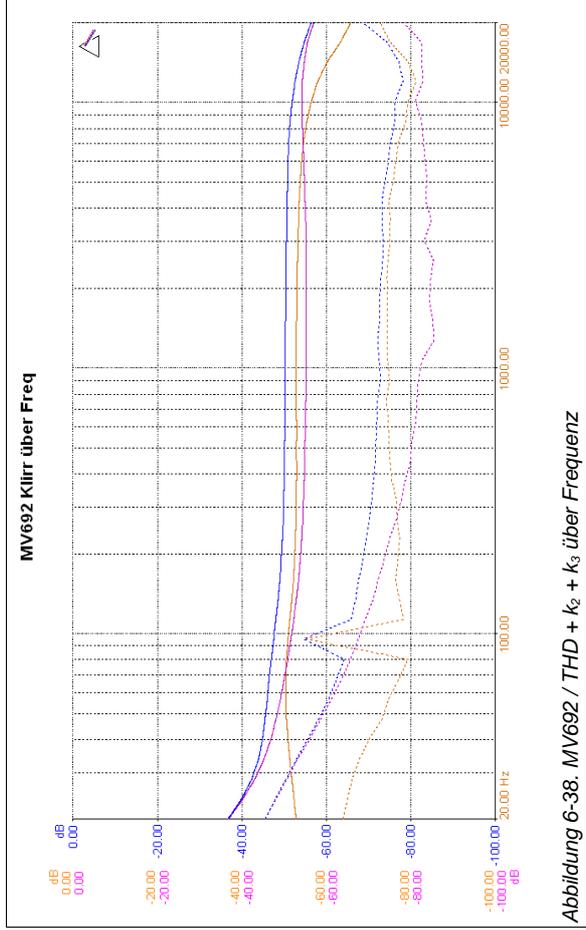


Abbildung 6-38. MV692 / THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz

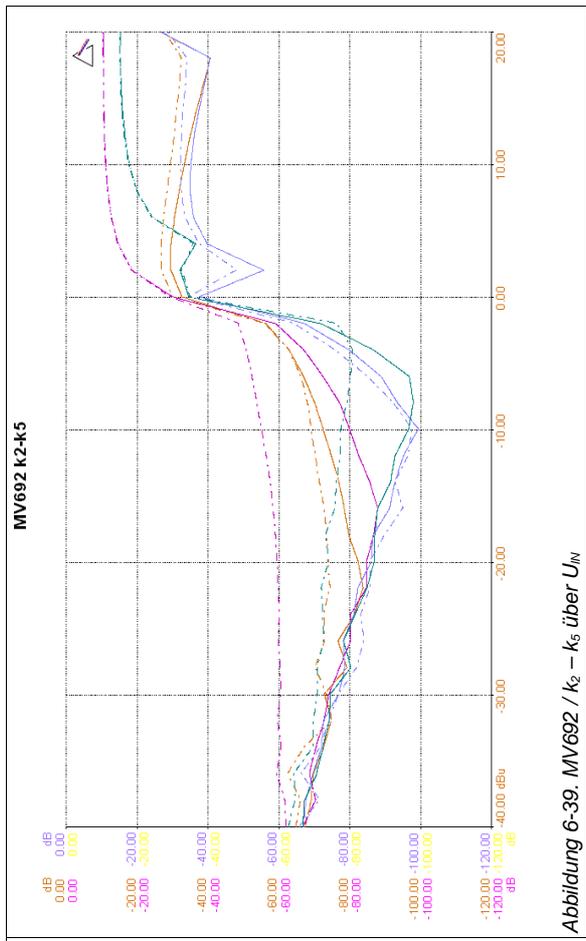


Abbildung 6-39. MV692 /  $k_2 - k_5$  über  $U_{IN}$

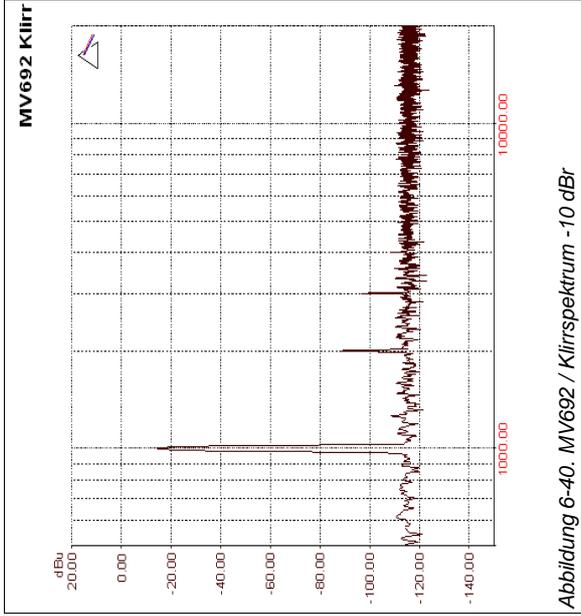


Abbildung 6-40. MV692 / Klirrspektrum -10 dB

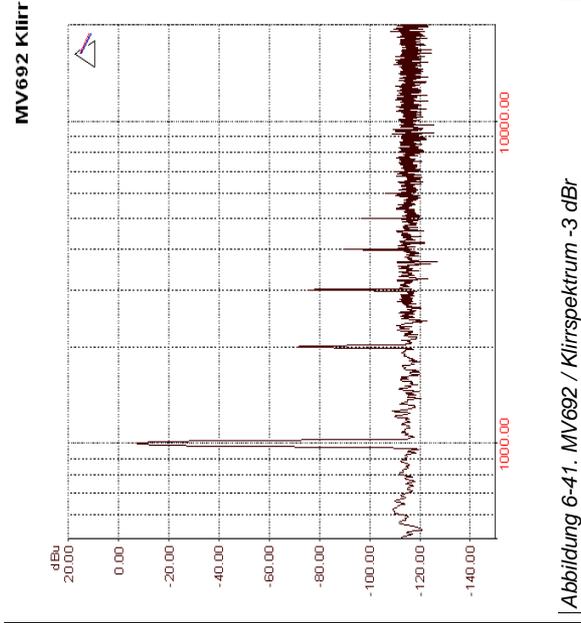


Abbildung 6-41. MV692 / Klirrspektrum -3 dB

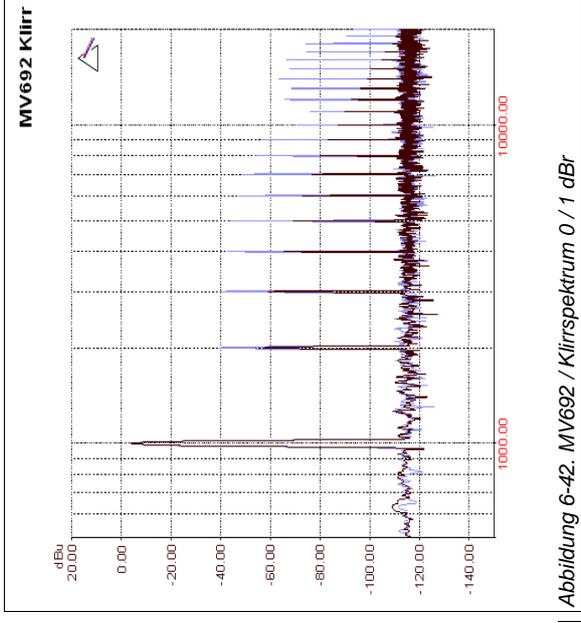


Abbildung 6-42. MV692 / Klirrspektrum 0 / 1 dB

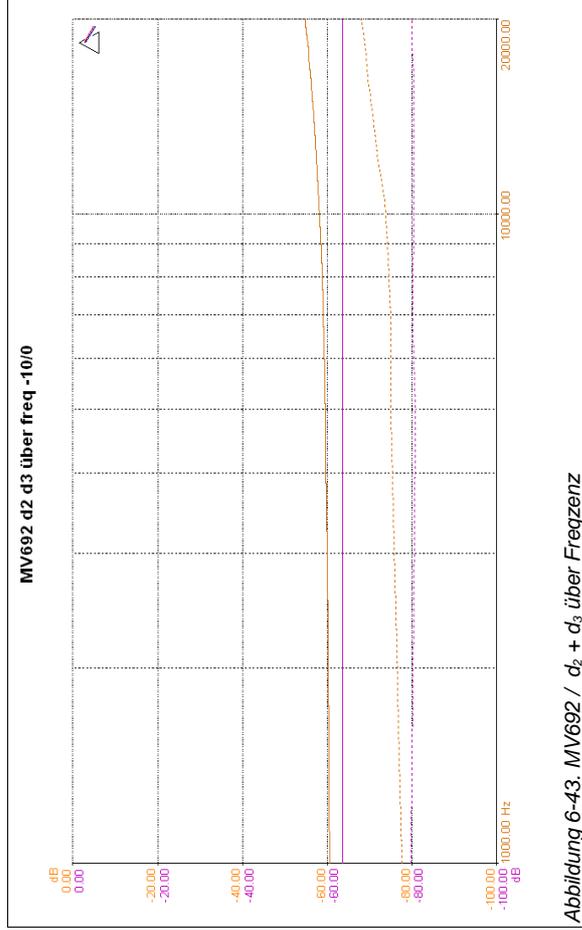


Abbildung 6-43. MV692 /  $d_2 + d_3$  über Frequenz

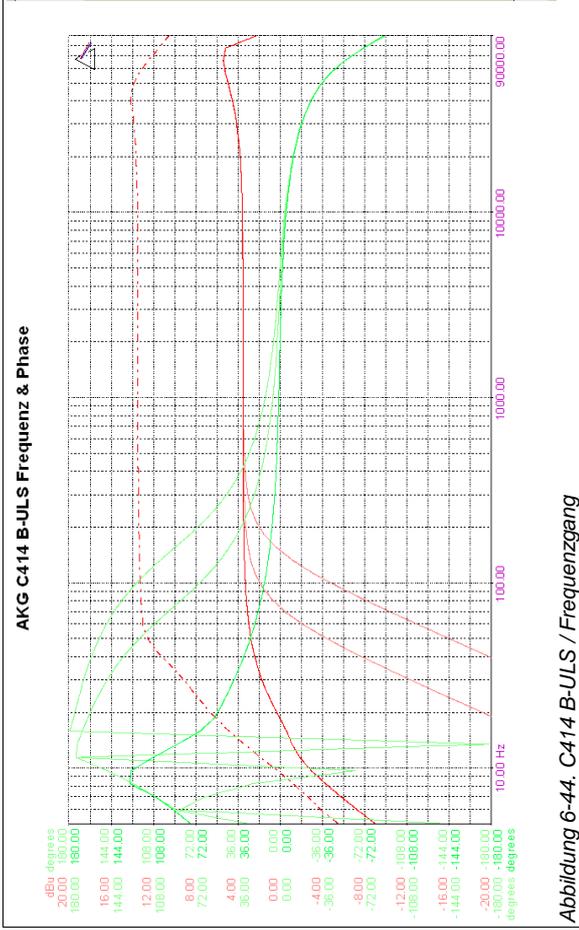


Abbildung 6-44. C414 B-UJS / Frequenzgang

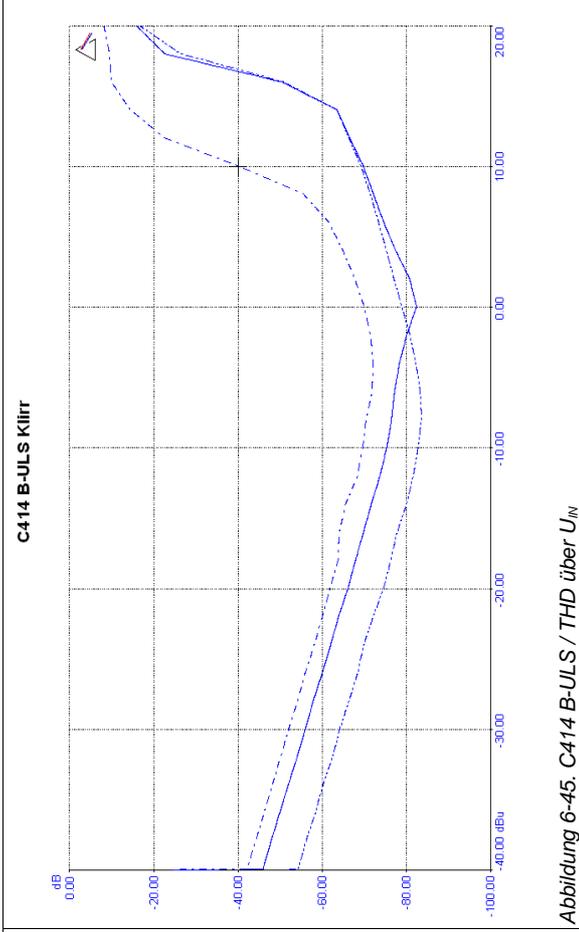


Abbildung 6-45. C414 B-UJS / THD über  $U_{IN}$

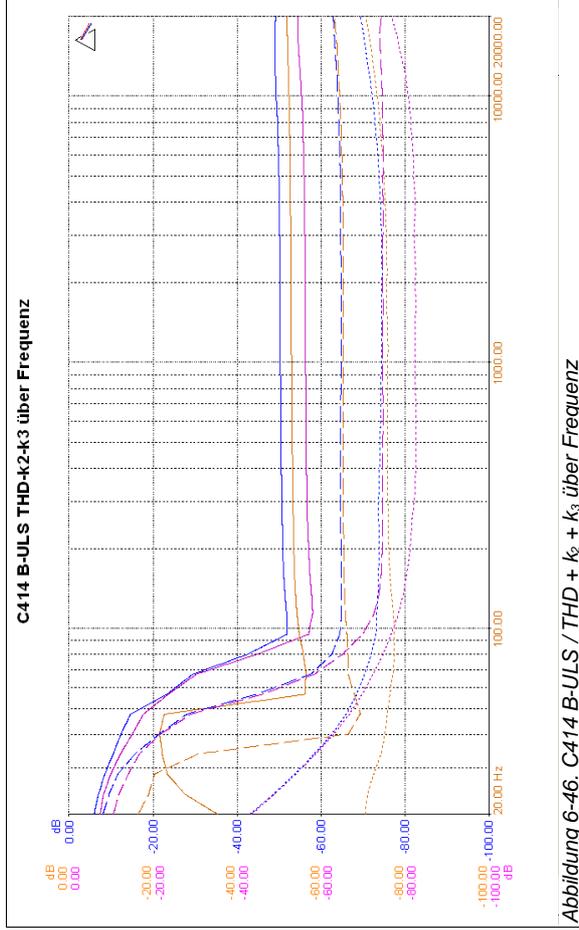


Abbildung 6-46. C414 B-UJS / THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz

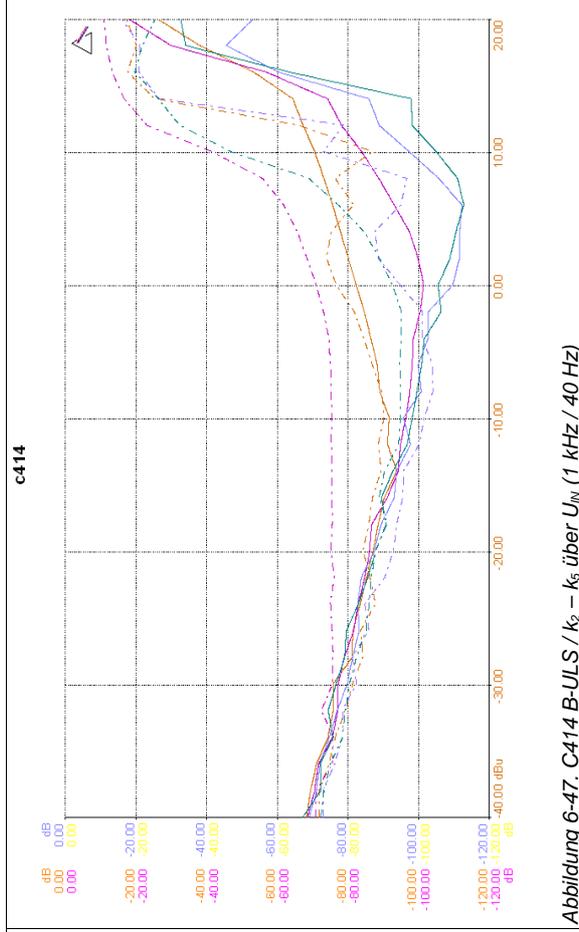
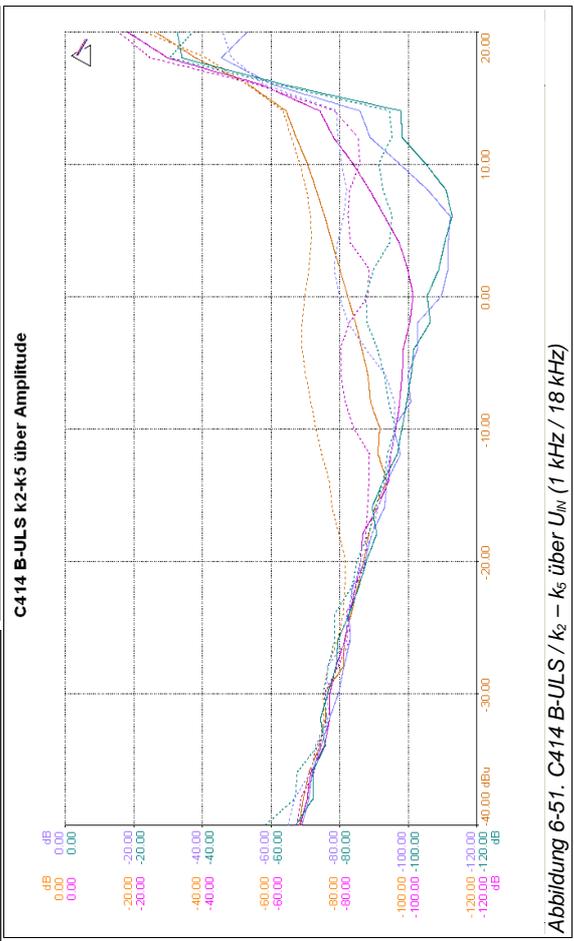
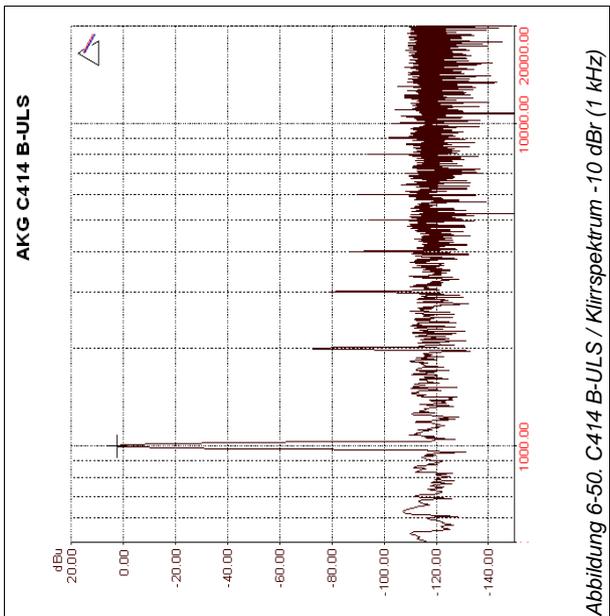
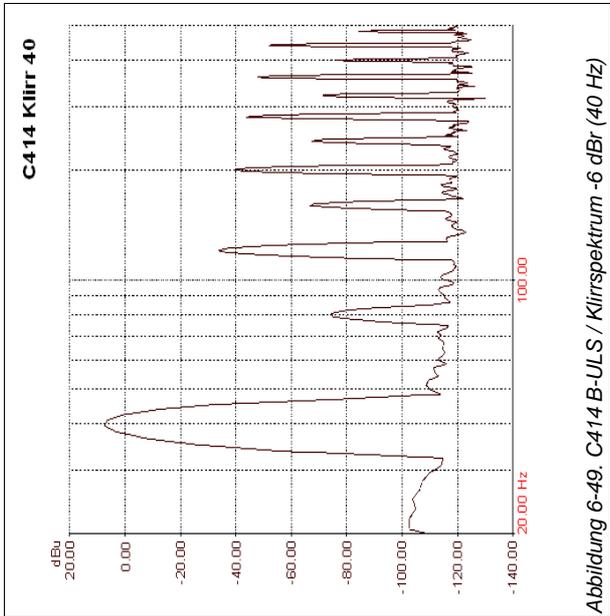
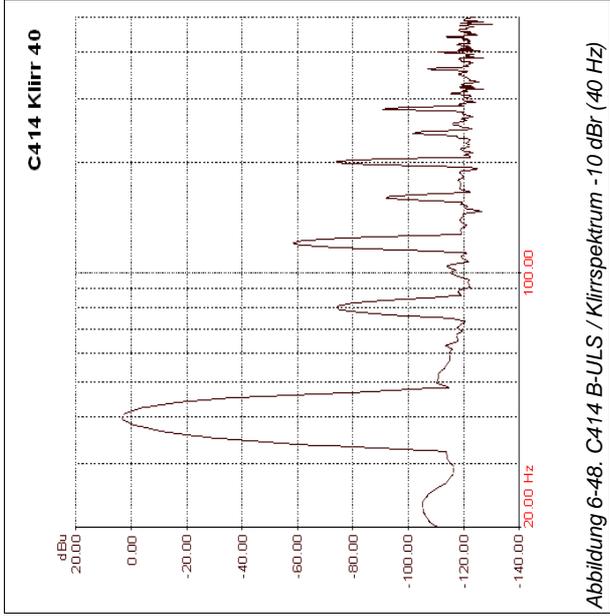


Abbildung 6-47. C414 B-UJS /  $k_2$  -  $k_5$  über  $U_{IN}$  (1 kHz / 40 Hz)



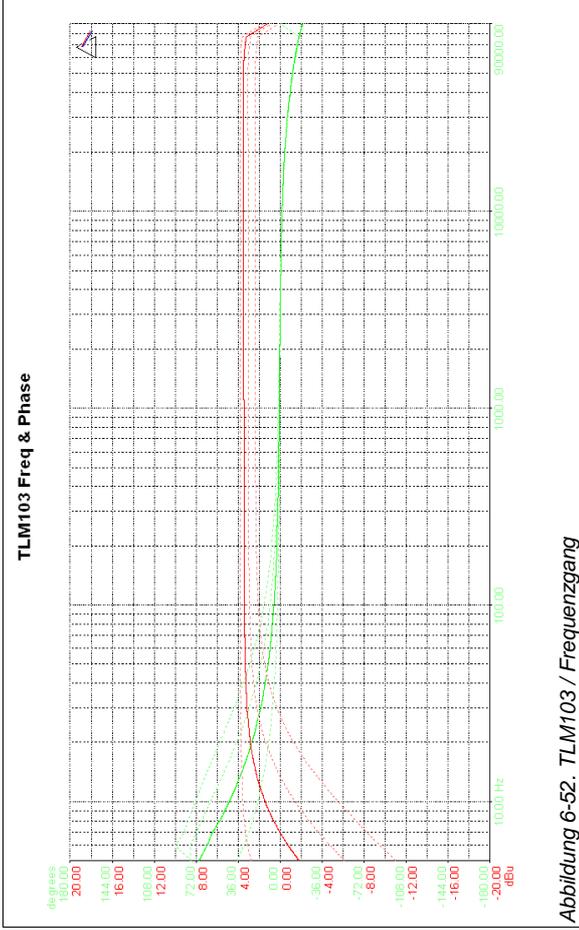


Abbildung 6-52. TLM103 / Frequenzgang

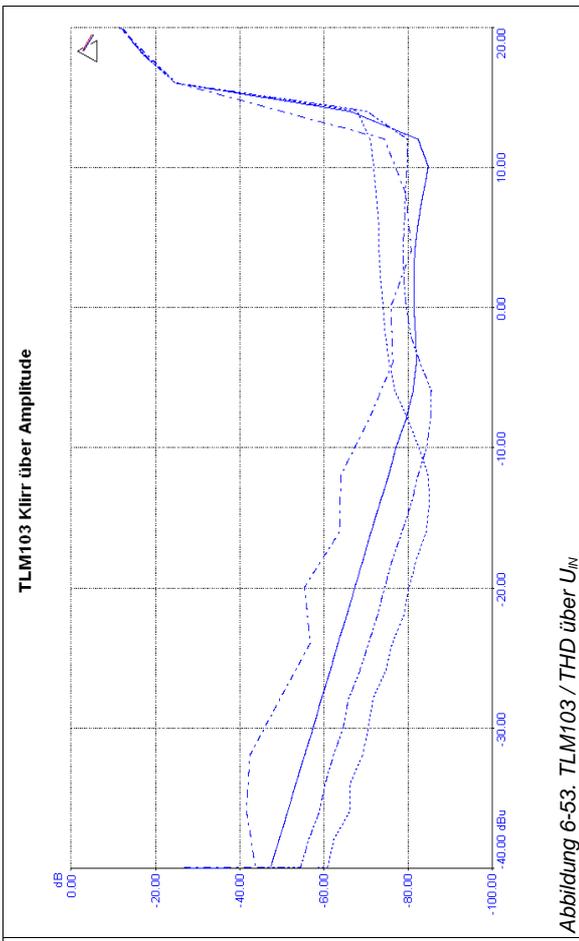


Abbildung 6-53. TLM103 / THD über  $U_M$

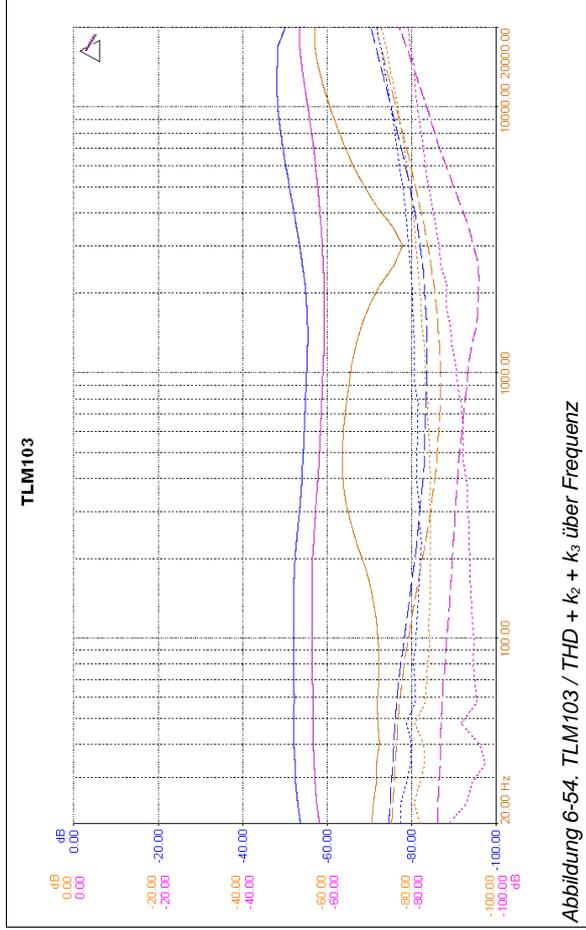


Abbildung 6-54. TLM103 / THD +  $k_2 + k_3$  über Frequenz

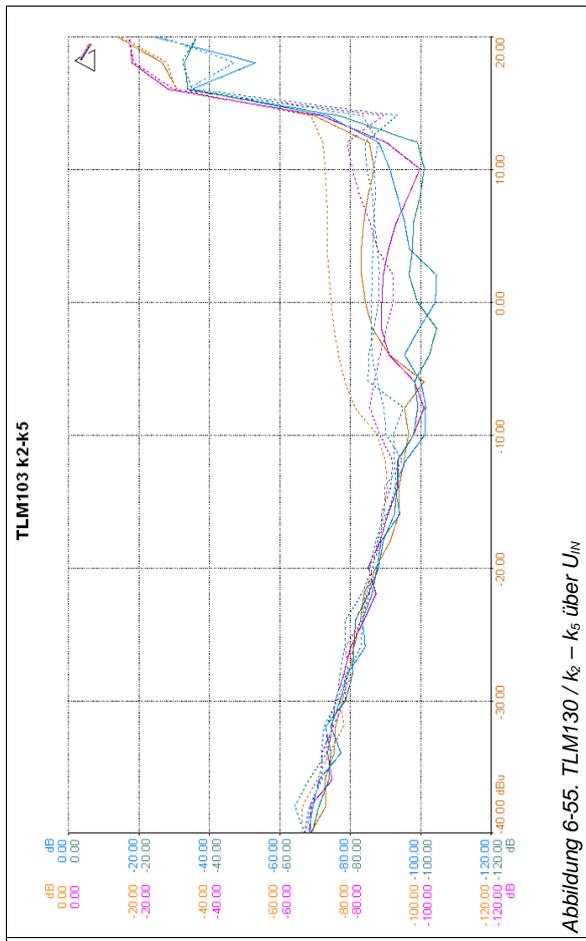


Abbildung 6-55. TLM130 /  $k_2 - k_5$  über  $U_M$

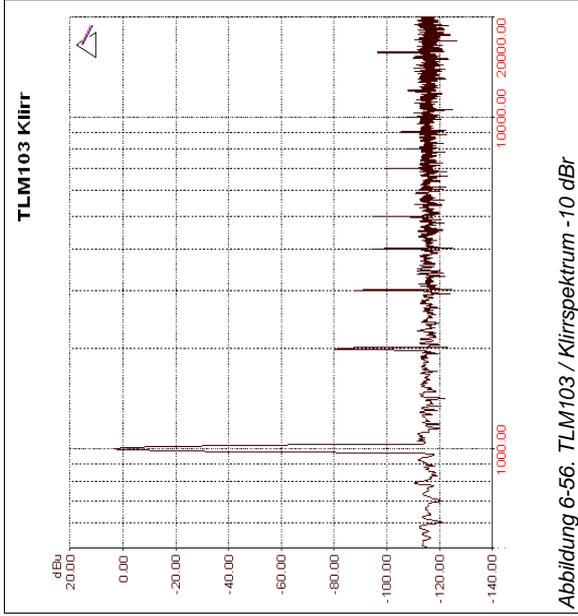


Abbildung 6-56. TLM103 / Klirrspektrum -10 dB

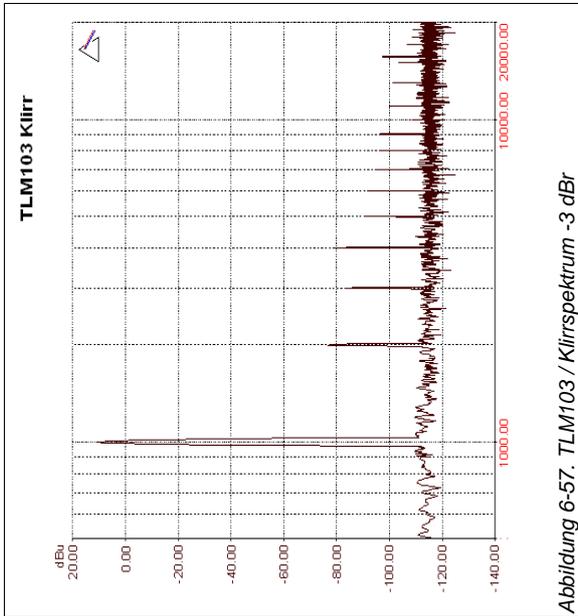


Abbildung 6-57. TLM103 / Klirrspektrum -3 dB

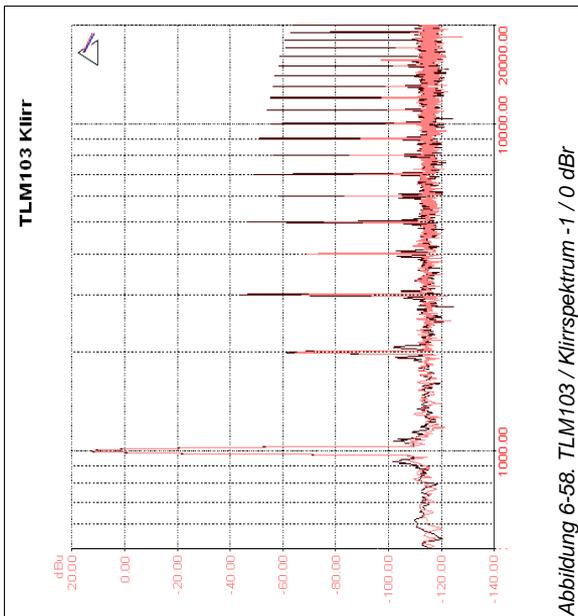


Abbildung 6-58. TLM103 / Klirrspektrum -1 / 0 dB

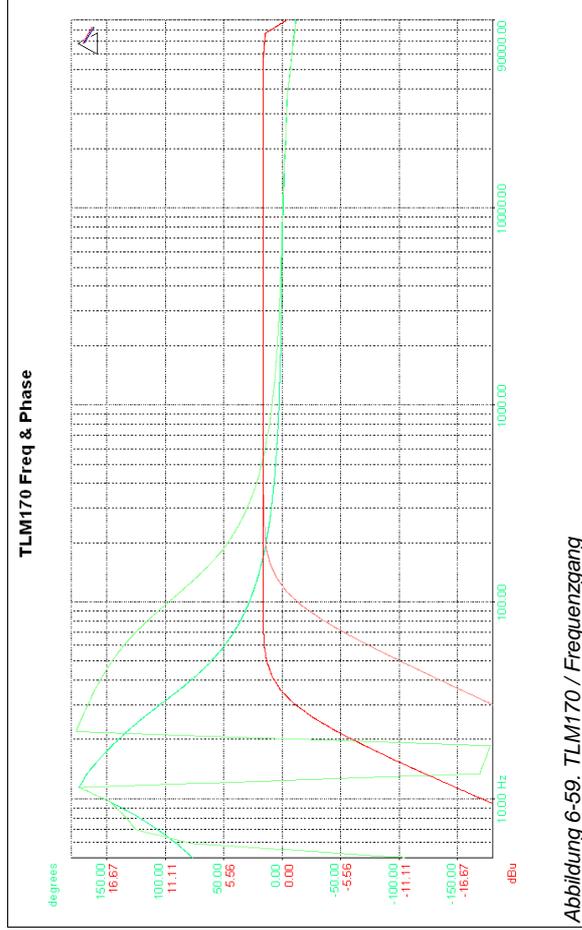


Abbildung 6-59. TLM170 / Frequenzgang

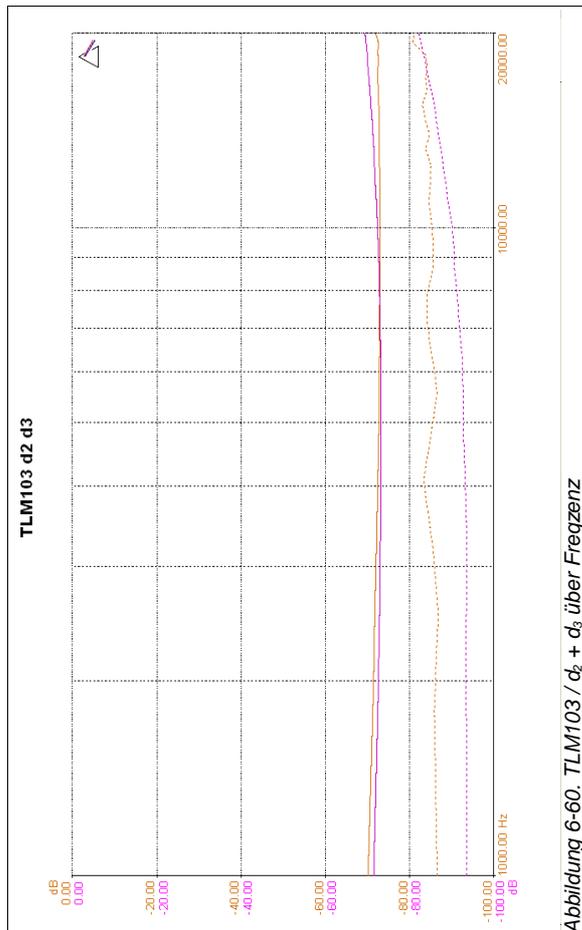


Abbildung 6-60. TLM103 / d<sub>2</sub> + d<sub>3</sub> über Frequenz

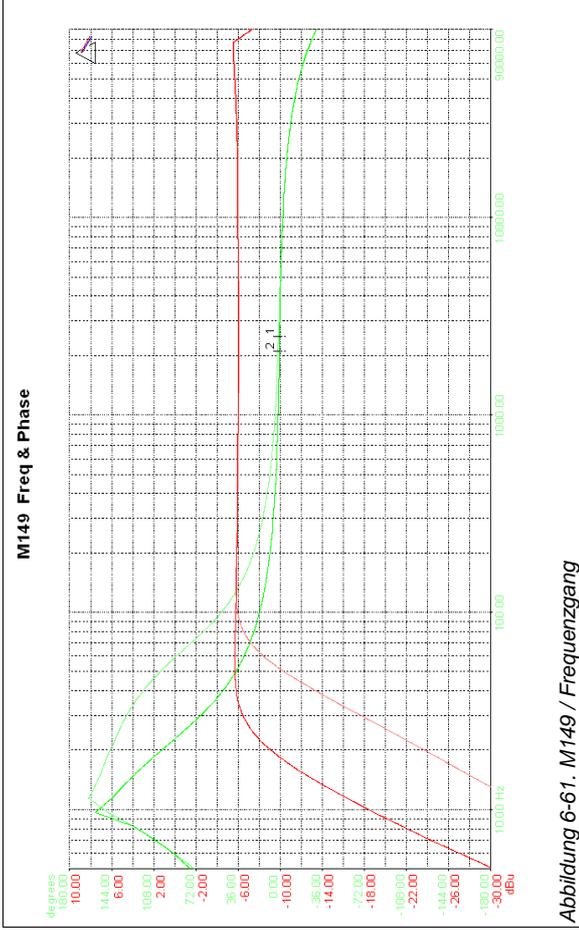


Abbildung 6-61. M149 / Frequenzgang

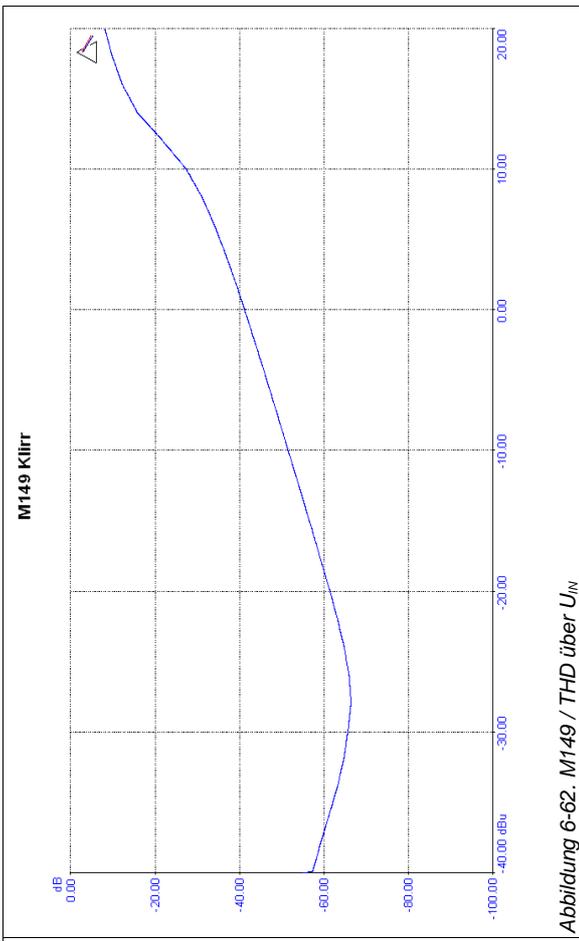


Abbildung 6-62. M149 / THD über  $U_{IN}$

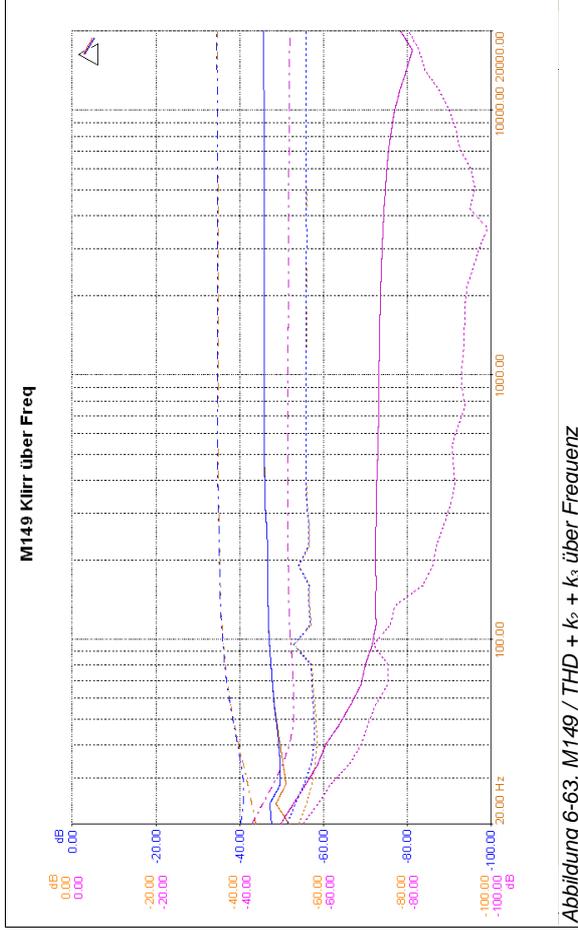


Abbildung 6-63. M149 / THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz

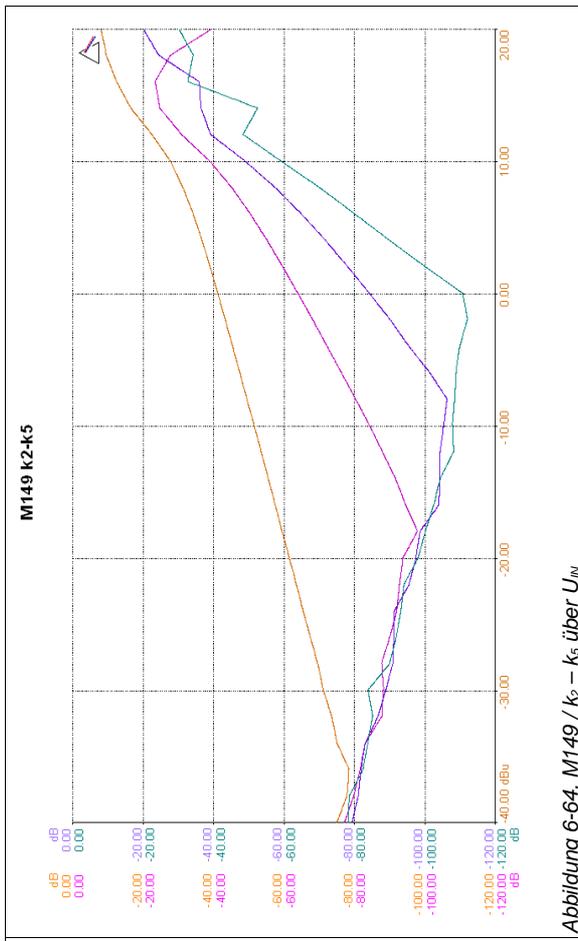


Abbildung 6-64. M149 /  $k_2$  -  $k_5$  über  $U_{IN}$

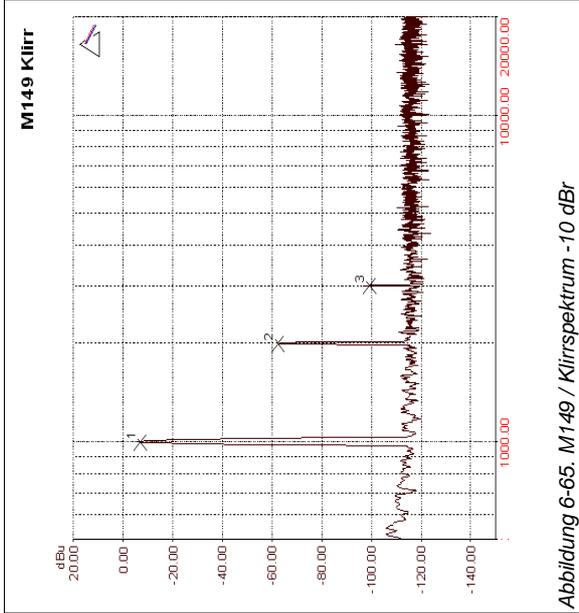


Abbildung 6-65. M149 / Klirrspektrum -10 dB

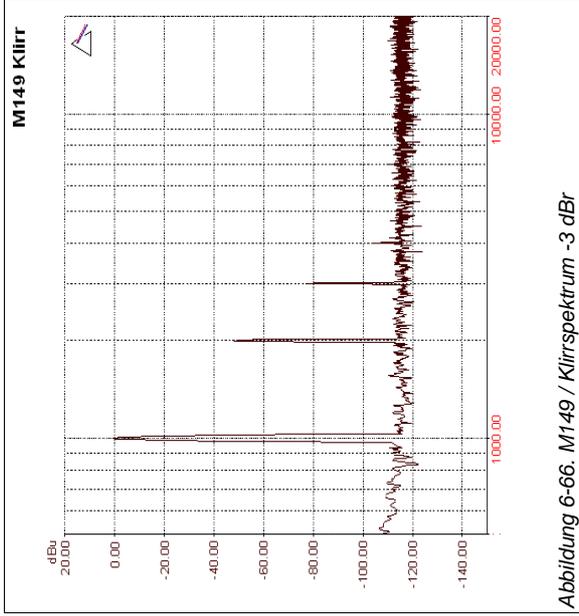


Abbildung 6-66. M149 / Klirrspektrum -3 dB

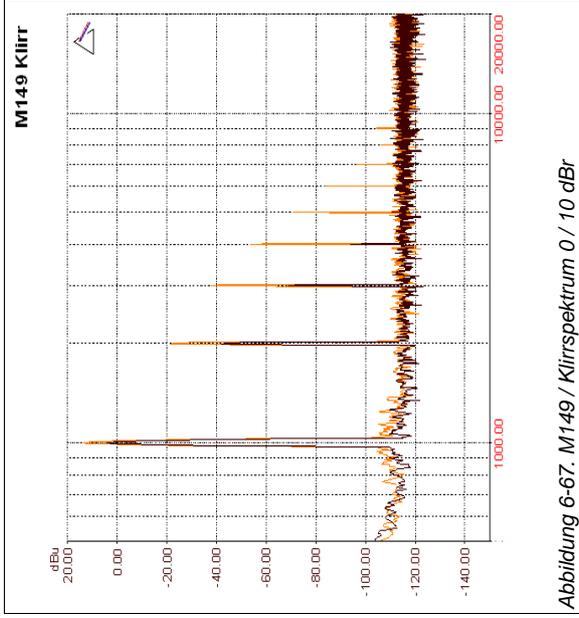


Abbildung 6-67. M149 / Klirrspektrum 0 / 10 dB

**Frequenzgang**

- Amplitude -10 dB
- Amplitude -10 dB HP
- Amplitude -10 dB R variiert
- Amplitude -10 dB C variiert
- Amplitude 0 dB
- Phase -10 dB
- Phase -10 dB HP
- Phase -10 dB R variiert
- Phase -10 dB C variiert

**THD über  $U_{IN}$**

- THD 40 Hz
- THD 1 kHz
- THD 5 kHz
- THD 18 kHz

**THD +  $k_2$  +  $k_3$  über Frequenz**

- $k_2$  -10 dB
- $k_2$  -3 dB
- $k_2$  0 dB
- $k_2$  10 dB
- $k_3$  -10 dB
- $k_3$  -3 dB
- $k_3$  0 dB
- $k_3$  10 dB
- THD -10 dB
- THD -3 dB
- THD 0 dB
- THD 10 dB

**$k_2$  -  $k_5$  über  $U_{IN}$**

- $k_2$  40 Hz
- $k_2$  1 kHz
- $k_2$  18 kHz
- $k_3$  40 Hz
- $k_3$  1 kHz
- $k_3$  18 kHz
- $k_4$  40 Hz
- $k_4$  1 kHz
- $k_4$  18 kHz
- $k_5$  40 Hz
- $k_5$  1 kHz
- $k_5$  18 kHz

**$Fd_2$  +  $d_3$  über Frequenz**

- $d_2$  -10 dB
- $d_2$  0 dB
- $d_2$  10 dB
- $d_3$  -10 dB
- $d_3$  0 dB
- $d_3$  10 dB

**FFT**

- FFT -10 / -3 / 0 dB
- FFT -1 dB
- FFT 1 dB
- FFT 3 dB
- FFT 6 dB
- FFT 10 dB

dB	0	-10	-20	-30	-40	-50	-60	-70	-80	-90
%	100	31	10	3,1	1	0,3	0,1	0,03	0,01	0,003

## 6.3 TECHNISCHE DATEN DES VERWENDETEN MESSYSTEMS

### PRISM SOUND DSCOPE III TECHNISCHE DATEN (AUSWAHL)

#### Signal Analyzer

*Continuous input level, frequency and phase*

Channels:	Two.
Amplitude range, accuracy:	Determined by selected input domain; see Input sections below.
Frequency range:	<5Hz to maximum of input domain; see Input sections below.
Frequency accuracy:	$\pm fs/2^{24}$ , or approximately $\pm 0.005\text{Hz}$ at $fs=96\text{kHz}$ .
Phase accuracy:	Determined by selected input domain.
Phase resolution:	0.1°

#### Continuous-Time Analyzer

*Continuously-reading multi-function detector*

Frequency range:	<5Hz to maximum of input domain; see Input sections below.
------------------	--

#### FFT Analyzer

*Sample-buffer-based multi-function detector*

Number of FFT points (n):	1k...256k in binary multiples.
FFT precision:	48+16 bit floating point.
FFT window functions:	Rectangular (none), triangular, gaussian, Blackman, Blackman-Harris 4, Hann, Hamming, Prism flat-top, Prism-5 (minimum spread), Prism-6, Prism-7 (maximum dynamic range), user-defined.
Amplitude range, accuracy:	Determined by selected input domain; see Input sections below.
Frequency range:	<1Hz (determined by frequency resolution) to $fs/2$
Frequency resolution:	$fs/n$ (0.36Hz at $fs=96\text{kHz}$ , $n=256k$ ).

#### Analogue Outputs

Amplitude range:	$fs=96\text{kHz}$ : $-120\text{dBu}..+28\text{dBu}$ , 19.46VRMS (bal) or $+22\text{dBu}$ , 9.73VRMS (unbal); $fs=192\text{kHz}$ : $-120\text{dBu}..+27.5\text{dBu}$ , 18.36VRMS (bal) or $+21.5\text{dBu}$ , 9.21VRMS (unbal).
Amplitude accuracy:	(1kHz): $\pm 0.06\text{dB}$ ( $\pm 0.7\%$ ).
Frequency range:	DC..0.474fs (45.5kHz at $fs=96\text{kHz}$ , 91kHz at $fs=192\text{kHz}$ ).
Residual THD+N:	( $fs=96\text{kHz}$ , 1kHz, 22Hz..22kHz bandwidth, unweighted, RMS): $-102\text{dB}$ (0.00079%)+1.5uV, typical $-104\text{dB}$ (0.00063%)+1.3uV.
Residual noise:	( $fs=96\text{kHz}$ , 22Hz..22kHz bandwidth, unweighted, RMS): $<-115\text{dBu}$ ( $<1.4\text{uV}$ ).
Flatness (1kHz ref):	$fs=96\text{kHz}$ : $\pm 0.05\text{dB}$ : DC..20kHz; $+0.05/-0.1\text{dB}$ : DC..40kHz; $+0.1/-3\text{dB}$ : DC..45.5kHz; $fs=192\text{kHz}$ : $\pm 0.05\text{dB}$ : DC..20kHz; $+0.05/-0.1\text{dB}$ : DC..40kHz; $+0.1/-3\text{dB}$ : DC..91kHz.
Phase matching:	10Hz..5kHz: $\pm 0.5^\circ$ , 5kHz..20kHz: $\pm 1.0^\circ$ , 20kHz..50kHz: $\pm 2.0^\circ$ .
DC offset:	<1% of output range.

#### Analogue Inputs

Sample rate (fs):	96kHz or 192kHz (option).
Maximum amplitude:	+46dBu (159V RMS).
Amplitude accuracy:	(1kHz): $\pm 0.06\text{dB}$ ( $\pm 0.7\%$ ).
Frequency range:	<1Hz..0.49fs (47kHz at $fs=96\text{kHz}$ , 94kHz at $fs=192\text{kHz}$ ); DC coupling by jumper.
Residual THD+N:	( $fs=96\text{kHz}$ , 1kHz, 22Hz..22kHz filters, unweighted, RMS): $-105\text{dB}$ (0.00056%)+1.5uV, typical $-108\text{dB}$ (0.00040%)+1.3uV.
Residual noise:	( $fs=96\text{kHz}$ , 22Hz..22kHz filters, unweighted, RMS): $<-115\text{dBu}$ ( $<1.4\text{uV}$ ).
Flatness (1kHz ref):	$fs=96\text{kHz}$ : $\pm 0.05\text{dB}$ : 5Hz..44.7kHz; $+0.05/-0.1\text{dB}$ : 4Hz..45kHz; $+0.1/-3\text{dB}$ : 1.5Hz..47kHz; $fs=192\text{kHz}$ : $\pm 0.05\text{dB}$ : 5Hz..89.5kHz; $+0.05/-0.1\text{dB}$ : 4Hz..90kHz; $+0.1/-3\text{dB}$ : 1.5Hz..94kHz.
Phase accuracy:	10Hz..5kHz: $\pm 0.5^\circ$ , 5kHz..20kHz: $\pm 1.0^\circ$ , 20kHz..50kHz: $\pm 2.0^\circ$ .
DC offset:	DC blocked: <0.0001% of range, DC coupled: <2% of range.

## 6.4 LITERATURVERZEICHNIS

Abkürzungen: AES – Audio Engineering Society, J.AES – Journal of The Audio Engineering Society

\* im Text nicht explizit erwähnt, jedoch wichtiges Grundlagenwerk

- [AKG05] AKG Acoustics: *Bibliothek*, <[www.akg-acoustics.com/de/](http://www.akg-acoustics.com/de/)> (eingesehen 11.01.2005)
- [ARASIN05] persönl. Korrespondenz m. Peter Arasin (Sennheiser Electronic GmbH&Co KG), Wedemark, Februar 2005
- [BALLOU02] Ballou, G. (Hrsg.): *Handbook for Sound Engineers*, Woburn 2002, 1. Aufl.
- [BARKHAUSEN58] Barkhausen, H.: *Lehrbuch der Elektronenröhren und ihrer technischen Anwendungen*, Bd. 1 & 2, Leipzig 1958-1962, 8. Aufl.
- [BAUCH53] Bauch, F. W. O.: *New High-Grade Condenser Microphones*, in: *Wireless World*, Februar 1953
- [BEUTH76] Beuth, K. / Smusch, W.: *Elektronik 3. Grundsaltungen der Elektronik*, Würzburg 1976, 2. Aufl.
- [BEUTH05] Beuth Verlag, Berlin / Wien / Zürich, online unter <[www.beuth.de](http://www.beuth.de)> (eingesehen 5.2.2005)
- [BORÉ60] Boré, G.: *Verstärkerschaltung für kapazitive Mikrophone*, dt. Patent Nr. 1148597, 1960
- [BORÉ67] Boré, G.: *Transistorbestückte Kondensatormikrofone in Niederfrequenz-Schaltung*, in: *Radio-Mentor*, Heft 7/1967, S.528ff
- [BORÉ02] Boré, G. / Peus, S.: *Mikrophone. Arbeitsweise und Ausführungsbeispiele*, Georg Neumann GmbH Berlin, 2002, 5. Aufl.
- [BRAUNMÜHL35] v. Braunmühl, H. J. / Weber, W.: *Kapazitives Mikrophon mit bevorzugt einseitiger Schallaufnahme*, dt. Patent Nr. 705827, 1935
- [CABOT90] Cabot, R. C.: *Audible Effects vs. Objective Measurements in the Electrical Signal Path*. Vortrag, AES 8<sup>th</sup> International Conference, Paper Nr.8-008, 1990
- [CABOT92] Cabot, R. C.: *Comparison of Nonlinear Distortion Measurement Methods*. Vortrag, AES 11<sup>th</sup> International Conference, Paper Nr.11007, 1992
- [CARROLL61] Carroll, J. M.: *Design Manual for Transistor Circuits*, New York 1961
- [CZERWINSKI01] Czerwinski, E. (u.a.): *Multitone Testing of Sound System Components: Some Results And Conclusions, Part1: History and Theory*, in: *J.AES Vol.49 Nr.11 S.1011ff*, 2001
- [DICIOL03] Diciol, O.: *Röhren-NF Verstärker Praktikum*, Reprint d. orig.-Ausgabe (50er-J.), Poing 2003
- [DICKREITER78] Dickreiter, M. (Bearb.): *Handbuch der Tonstudioteknik*, München 1978, 2. Aufl.
- [DICKREITER97] Dickreiter, M. (Bearb.): *Handbuch der Tonstudioteknik*, Bd. 1 & 2, München 1997, 6. Aufl.
- [EISENSCHMIDT05] persönl. Korrespondenz m. Steffen Eisenschmidt (Microtech Gefell GmbH), Februar 2005
- [LEIONEN77] Leionen, E. / Ojala, M.: *Correlation of Audio Distortion Specifications*. Vortrag, 56<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr.1223, 1977
- [FELDTKELLER67]\* Feldtkeller, R. / Zwicker, E.: *Das Ohr als Nachrichtenempfänger*, Stuttgart 1967, 2. Aufl.
- [FREDRIKSEN96] Fredriksen, E.: *Reduction of Non-linear Distortion in Condenser Microphones by Using Negative Load Capacitance*, in: *Bruel & Kjaer Technical Review*, 1/1996

- [FRINDLE97] Frindle, P.: *Are We Measuring the Right Things? Artefact Audibility Versus Measurement*. Vortrag, AES UK Conference „The Measure of Audio“, Paper Nr. MOA-05, 1997
- [GAYFORD94] Gayford, M. (Hrsg.): *Microphone Engineering Handbook*, Oxford 1994, 1. Aufl.
- [GEDDES03] Geddes, E. R. / Lee, L. W.: *Auditory Perception of Nonlinear Distortion*. Vortrag, 115<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr. 5891, 2003
- [GITTEL04] Gittel, J.: *Die Hiller-Röhren*, <[www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Hiller/Hiller.htm](http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Hiller/Hiller.htm)> (eingesehen 19.9.2004)
- [GROLL04] Groll, D.: *Neumann Röhren-Kleinmikrofone*, in: Keyboards, Heft 12/2004, Ulm
- [GROSSER04] persönl. Korrespondenz m. Andreas Grosser (Mikrofontechniker), Berlin, Dezember 2004
- [HAAS95] Haas, G.: *High-End mit Röhren*, Aachen 1995, 5. Aufl.
- [HAMM73] Hamm, R. O.: *Tubes Versus Transistors – Is There an Audible Difference?*, in: J.AES Vol.21 Nr.4 S.267ff, 1973
- [HERTER81] Herter, E. / Röcker, W. / Lörcher, W.: *Nachrichtentechnik*, München/Wien 1981, 2. Aufl.
- [HERTZ77] Hertz, B. F.: *Psophometric Noise Measurement*. Vortrag, 56<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr.1194, 1977
- [HEYNE04] Heyne, K.: *ELAM 251 Vs AKG C12*, in: PSW Recording Forums. Klaus Heyne's Mic Lab, <[recforums.prosoundweb.com/index.php/m/21415/3055/?SQ=d71ff293530bfdad939ee1e1de6cfeb0#msg\\_21415](http://recforums.prosoundweb.com/index.php/m/21415/3055/?SQ=d71ff293530bfdad939ee1e1de6cfeb0#msg_21415)> (eingesehen 19.9.2004)
- [HIBBING81] Hibbing, M. / Griese, H.-J.: *New Investigations on Linearity Problems of Capacitive Transducers*. Vortrag, 68<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr. 1752, 1981
- [HOOD97] Hood, J. L.: *Valve & Transistor Audio Amplifiers*, Oxford 1997, 1. Aufl.
- [HOROWITZ89] Horowitz, P./ Hill, W.: *The Art of Electronics*, Cambridge 1989, 2. Aufl.
- [HOWARD53] Howard, *Review of New Materials and Techniques in High-Fidelity Transformer Design*, in: J.AES Vol.1 Nr.3 S.265ff, 1953
- [ITU05] International Telecommunication Union (ITU), online unter <[www.itu.int](http://www.itu.int)> (eingesehen 5.2.2005)
- [JUNG77] Jung, W. G. / Stephens, M. L. / Todd, C. C.: *Slewing Induced Distortion and Its Effect On Audio Amplifier Performance*. Vortrag, 57<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr.1252, 1977
- [JUNG80] Jung, W. G. / Marsh, R.: *Picking Capacitors*, in: Audio, Januar/Februar 1980, Reprint online unter <[www.capacitors.com/picking\\_capacitors/pickcap.htm](http://www.capacitors.com/picking_capacitors/pickcap.htm)> (eingesehen 13.8.2005)
- [KERN70] Kern, O.: *Verstärkerschaltung für Kapazitive Mikrofone*, dt. Patent Nr. 2020739, 1970
- [KÜSTERS54] Küsters, W. / Schoeps, K.: *Umschaltbares kondensator-Mikrophon*, dt. Patent Nr. 1011467, 1954
- [LANGFORD60] Langford-Smith, F.(Hrsg.): *Radio Designer's Handbook*, London 1960
- [LEACH89] Leach, Jr., W. M.: *The Differential Time-Delay Distortion and Differential Phase-Shift Distortion as Measures of Phase Linearity*, in: J.AES Vol.37 Nr.9 S.709ff, 1989
- [LEHNERT53] Lehnert, W. E.: *Consideration of Some Factors Concerning the Use of Audio Transformers*, in: J.AES Vol.1 Nr.1 S.105ff, 1953
- [LEMKE04] persönl. Korrespondenz m. Kurt Lemke (Rundfunktechniker), Berlin, August 2004
- [MGFELL05a] Microtech Gefell GmbH: *Professionelle Mikrofone*, <[www.microtechgefell.de/prod/mic\\_0.htm](http://www.microtechgefell.de/prod/mic_0.htm)> (eingesehen 11.1.2005)
- [MGFELL05b] Microtech Gefell GmbH: *Historie*, <[www.microtechgefell.de/history/HistoriePDF/historie\\_0.htm](http://www.microtechgefell.de/history/HistoriePDF/historie_0.htm)> (eingesehen 11.1.2005)

- [MEITZ05a] VF14. *Daten und Kennlinien*, persönl. Archiv des Verfassers. Online z. B. unter <web.telia.com/~u31617585> (eingesehen 10.2.2005)
- [MEITZ05b] Kopien von original-Schaltplänen, persönl. Archiv des Verfassers
- [MEITZ05c] Dokumentation des Verfassers zu Messungen an Impedanzwandlern, 2005
- [NEUMANN29] Neumann, G.: *Elektrostatisches Mikrophon*, dt. Patent Nr. 574428, 1929
- [NEUMANN32] Neumann, G.: *Kondensatormikrophon*, dt. Patent Nr. 687788, 1932
- [NEUMANN05] Georg Neumann GmbH Berlin: *Info Pool*, <www.neumann.com/infopool> (eingesehen 11.1.2005)
- [NGEFELL70] Georg Neumann & Co: *Mikrofone*. Produktkatalog, Gefell 1970
- [OTALA74] Ojala, M.: *Transient Intermodulation in Commercial Audio Amplifiers*, in: J.AES Vol.22 Nr.4 S.244ff, 1974
- [OTALA76] Ojala, M.: *Method for Measuring Transient Intermodulation Distortion (TIM)*. Vortrag, 55<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr.1185, 1976
- [OTALA80] Ojala, M.: *Feedback-Generated Phase Modulation in Audio Amplifiers*. Vortrag, 65<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr. 1576, 1980
- [PASTILLÉ01] Pastillé, H.: *Über die Nichtlinearitäten am Kondensatormikrofon unter besonderer Berücksichtigung der Membran*. Dissertation, TU Berlin, 2001
- [PASTILLÉ02] Pastillé, H. / Ochmann, M.: *About the 10-dB Switch of a Condenser Microphone in Audio Frequency Circuits*, in: J.AES Vol.50 Nr.9 S.695f, 2002
- [PEASE82] Pease, R.: *Understand Capacitor Soakage*. EDN 13.10.1982, online unter <www.national.com/rap/Application/0,1570,28,00.html> (eingesehen am 8.7.2004)
- [PESCHEL01] Peschel, K.: *Grundsteinlegung für ein Monument – über das C1 und C2 zum C12*. Artikel auf CD-Rom, AKG Acoustics GmbH (Hrsg.), o. T., Wien 2001
- [PESCHEL05] persönl. Korrespondenz m. Karl Peschel (AKG Acoustics GmbH), Wien, Februar 2005
- [PETRI-LARMI80] Petri-Larmi, M. / Ojala, M. / Lammasniemi, J.: *Psychoacoustic Detection Threshold of Transient Intermodulation Distortion*, in: J.AES Vol.28 Nr.3 S.98ff, 1980
- [PEUS76] Peus, S.: *Impuls-Verhalten von Mikrofonen*, in: Radio-Mentor, Heft 5/1976
- [PEUS93] Peus, S. / Kern, O.: *A Method of Remote-Controlling the Polar Pattern of a Condenser Microphone with Standard Phantom Powering*. Vortrag, 94<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr. 3592, 1993
- [PEUS98] Peus, S.: *Messungen an Studiomikrofonen*. Vortrag, 20. Tonmeistertagung, Karlsruhe 1998
- [PREIS76] Preis, D.: *Linear Distortion*, in: J.AES Vol.24 Nr.5 S.346ff, 1976
- [RIEGGER24] Riegger, H. / Trendelenburg, F.: *Verfahren zur Verzerrungsfreien elektrischen Übermittlung von akustischen Schwingungen*, österr. Patent Nr. 103098, 1924
- [ROESSLER03] Roessler, A.: *Neumann – The Microphone Company*, Bergkirchen 2003, 1. Aufl.
- [SCHNEIDER98a] Schneider, M.: *Transients in Microphones: Pop and Impulse*. Vortrag, AES UK Conference , „Microphones & Loudspeakers, The Ins & Outs of Audio“, Paper MAL-04, 1998
- [SCHNEIDER98b] Schneider, M.: *Eigenrauschen und Dynamikumfang von Mikrophon und Aufnahmekette*. Vortrag, 20. Tonmeistertagung, Karlsruhe 1998
- [SCHNEIDER05] persönl. Korrespondenz m. Martin Schneider (Georg Neumann GmbH Berlin), Februar 2005
- [SCHOEPS61] Schoeps, K. / Küsters, W.: *Kondensatormikrophon mit mehreren wahlweise einstellbaren Richtcharakteristiken*, dt. Patent Nr. 1171960, 1961
- [SCHOEPS05a] Schalltechnik Dr.-Ing. Schoeps GmbH: *Schoeps Mikrofone*, <www.schoeps.de> (eingesehen 11.1.2005)

- [SCHOEPS05b] Schalltechnik Dr.-Ing. Schoeps GmbH: *Schoeps Classics*, <www.schoeps-classics.com> (eingesehen 11.1.2005)
- [SCHULEIN66] Schulein, R. B.: *A Capacitor Microphone System*, in: Audio, Oktober 1966
- [SJOBEMA99] Sjobbema, D. J. W.: *Geschichte der Elektronik*, Aachen 1999, 1. Aufl.
- [SKRITEK88] Skritek, P.: *Handbuch der Audio-Schaltungstechnik*, München 1988, 1. Aufl.
- [SOWTER87] Sowter, G. A. V.: *Soft Magnetic Materials for Audio Transformers: History, Production, and Applications*, in: J.AES Vol.35 Nr.10 S.760ff, 1987
- [STANLEY77] Stanley, G. / McLaughlin, D.: *Transient Intermodulation Distortion and Measurement*. Vortrag, 58<sup>th</sup> AES-Convention, Preprint Nr.1308, 1977
- [TAN03] Tan, C.-T.: *The Effect of Nonlinear Distortion on the Perceived Quality of Music and Speech Signals*, in: J.AES, Vol.51 Nr.11 S.1012ff, 2003
- [TEMME92] Temme, S.: *Why and How to Measure Distortion in Electroacoustic Transducers*. Vortrag, AES 11<sup>th</sup> International Conference, Preprint Nr. 11-028, 1992
- [TIETZE80] Tietze, U. / Schenk, C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Heidelberg 1980, 5. Aufl.
- [VAKHITOV02] Vakhitov, S.: *Nonlinear Model of Condenser Microphone Capsule*. Vortrag, AES 21<sup>st</sup> International Conference, Paper 000129, 2002
- [VOLLMER05] persönl. Korrespondenz m. Bernhard Vollmer (Schalltechnik Dr.-Ing. Schoeps GmbH), Karlsruhe, Februar 2005
- [WEBERS94] Webers, J.: *Tonstudioteknik*, Poing 1994, 6. Aufl.
- [WEISS93] Weiss, E.: *Audio-Technologie in Berlin vor 1943: Mikrophone*. AES-Convention 94, Preprint Nr. 3482, 1993
- [WENTE16] Wente, E. C.: *Telephone Transmitter*, US-Patent Nr. 1.333.744, 1916
- [WENTE17] Wente, E. C.: *Telephone Transmitter*, in: Physical Review, Vol. 10/1917
- [WHITLOCK95] Whitlock, B.: *Balanced Lines in Audio Systems: Fact, Fiction, and Transformers*, in: J.AES Vol.43 Nr.6 S.454ff, 1995
- [WILLIAMSON63] Williamson, R.: *A Professional Condenser Microphone*, in: Audio, Juli 1963
- [ZWICKER98] Zwicker, E. / Zollner, M.: *Elektroakustik*, Berlin 1998, 3. Aufl.

## 6.5 ABBILDUNGSVERZEICHNIS

<i>Abbildung</i>	<i>Seite</i>	<i>Quelle</i>
1-1	7	[AKG05, MGEFELL05b, NEUMANN05, SCHOEPS05b]
2-1	8	[BORÉ02 S.32]
2-2	8	[BORÉ02 S.36]
2-3	8	[BORÉ02 S.44]
2-4	11	[BORÉ02 S.37]
2-5	12	[SCHOEPS05b]
2-6	16	[MEITZ05c]
2-7	19	[BORÉ02 S.46]
2-8	19	[BORÉ02 S.45]
2-9	20	[NEUMANN05]
2-10	21	[NEUMANN05]
2-11	22	[MEITZ05b]
2-12	23	[NGEFELL70]
2-13	23	[NEUMANN05]
2-14	25	[MEITZ05b]
2-15	26	[ROESSLER03 S.211]
2-16	28	[NEUMANN05]
2-17	29	[BORÉ67]
2-18	30	[NEUMANN05]
2-19	30	[AKG05 >Downloads>Service-Unterlagen>C451B]
2-20	30	[MEITZ05b]
2-21	31	[MEITZ05b]
2-22	32	[MEITZ05b]
2-23	33	[NEUMANN05]
2-24	33	[NEUMANN05]
2-25	35	[AKG05 >Downloads>Service-Unterlagen>C414 B-ULS/C 414 B-TL II]
2-26	35	[AKG05 >Downloads>Service-Unterlagen>C414 B-ULS/C 414 B-TL II]
2-27	36	[NEUMANN05]
2-28	36	SCHOEPS05a]
2-29	37	[AKG05 >Downloads>Service-Unterlagen>C12VR]]
2-30	38	[NEUMANN05]
3-1	41	[DICKREITER97-II S.442]
3-2	42	[JUNG80]
3-3	42	[JUNG80]
3-4	43	[BALLOU02 S.236/241]
3-5	44	[BALLOU02 S.244]
3-6	44	[BALLOU02 S.244]
3-7	45	[BALLOU02 S.237]
3-8	45	[BALLOU02 S.242/243]
3-9	53	[DICKREITER97-I S.111]
3-10	54	[WEBERS94 S.107]
3-11	54	[WEBERS94 S.107]
3-12	55	[CABOT90]
3-13	55	[GEDDES03]
4-1	63	[MEITZ05c]
6-1 bis 6-67	82 bis 97	[MEITZ05c]