

FACHHOCHSCHULE ROSENHEIM

Produktionstechnik

Diplomarbeit

Harry Kraft

**Analyse und Klassifizierung materialspezifischer Einflüsse auf ein
schwingungsfähiges System**

Matrikelnummer:	369 456
Erstprüfer:	Prof. Dr. Schneider
Zweitprüfer:	Prof. Dr. Lössl
Abgabetermin:	25. Juni 1993

Ein Wort des Dankes

An dieser Stelle möchte ich nicht versäumen, dem Befürworter, Betreuer und Erstprüfer der vorliegenden Diplomarbeit, Herrn Prof. Dr. Schneider zu danken, da es ausschließlich seiner Fürsprache zuzuschreiben ist, dass diese Arbeit durchgeführt werden konnte.

Des weiteren gilt mein Dank Herrn Prof. Dr. Lössl, welcher sich als Zweitprüfer zur Verfügung stellte für seine Unterstützung bei meiner Arbeit.

Schließlich möchte ich mich bei Herrn Alois Kreuzpointner bedanken, der mir für die Anfertigung der Hörbeispielkassette ein Tonaufnahmestudio und seine Mitarbeit zur Verfügung stellte.

Erklärung

Hiermit erkläre ich gemäß § 31, Abs. 5 der Rahmenprüfungsordnung, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig verfasst, noch nicht anderweitig für Prüfungszwecke vorgelegt und keine anderen als die angegebenen Quellen oder Hilfsmittel benutzt habe.

Ort, Datum

Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	Seite	1
1.1 Zieldefinition		1
1.2 Objektdefinition		1
1.2.1 Auswahl der Basismaterialien		2
1.2.2 Auswahl der Materialien für Anbauteile		3
1.2.3 Festlegung des Klangbildes		3
2. Grundlagen der dynamischen Signalanalyse		4
2.1 Zusammenhang zwischen Zeit- und Frequenzebene		4
2.2 Fast-Fourier-Transformation (FFT)		7
2.2.1 Eigenschaften der FFT		7
2.2.2 Mathematische Grundlagen		14
2.2.3 Der FFT-Algorithmus		16
2.3 Technischer Aufbau des Signalanalyzers		18
3. Analyse materialspezifischer Einflüsse auf verschiedene Schwingungssysteme		26
3.1 Versuchsaufbau		26
3.1.1 Beschreibung der Messanlage		26
3.1.2 Definition der Arbeitspunkte des Analyzers		27
3.1.3 Anschluss der Ausgabegeräte		31
3.2 Referenzmessungen an handelsüblichen Objekten		31
3.3 Messungen an selbstgefertigten Objekten mit unterschiedlichen Materialkombinationen		34
3.3.1 Fertigung der Objekte		34
3.3.2 Messreihen mit Variation der Materialien		36

4. Ergebnisse und Auswertung	Seite	37
4.1 Klassifizierung der Referenzmessungen		37
4.1.1 Zuordnung der Frequenzspektren zum Klangbild		37
4.1.2 Festlegung des anzustrebenden Frequenzspektrums		46
4.2 Auswertung der Messungen der selbstgefertigten Objekte		47
4.2.1 Einfluss der Basismaterialien		48
4.2.2 Einfluss der Materialkombinationen		51
4.3 Auswahl der optimalen Kombination		62
5. Schlussbetrachtung und Ausblick		64

Literaturverzeichnis

Anhang

Nomenklatur

a_n	Ungeradzahlige Fourier-Koeffizienten
b_n	Geradzahlige Fourier-Koeffizienten
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
f_{\max}	oberste darstellbare Signalfrequenz
FFT	Fast-Fourier-Transformation
N	Anzahl der Abtastwerte eines Zeitdatensatzes
RN.*	Rauschanteilmessung
$S_x(f)$	Frequenzebenenendarstellung des Signals x
T	Länge des Periodenintervalles
TR	Time Record (Aufzeichnungslänge)
$x(t)$	Zeitebenenendarstellung des Signals x
ω	Kreisfrequenz

1 EINLEITUNG

Die vorliegende Diplomarbeit wurde an der Fachhochschule Rosenheim, Marienbergerstraße 26, 8200 Rosenheim durchgeführt. Sie gehört in den Bereich der Messtechnik und wurde im Labor für Mess- und Regeltechnik angefertigt.

1.1 Zieldefinition

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist es zu ermöglichen, aus Erkenntnissen frequenzspektraler Analysen schwingungsfähiger Systeme materialspezifische Einflüsse verschiedener Werkstoffe auf diese Systeme abzuleiten und über die Zuordnung der Werkstoffkonstanten zu den Einflusssystematiken frequenzspektrale Veränderungen von schwingungsfähigen Systemen durch Hinzufügen weiterer Werkstoffe vorherzusagen.

1.2 Objektdefinition

Das für diese Arbeit gewählte schwingungsfähige System ist eine elektrische Gitarre. Sie beinhaltet alle Voraussetzungen, welche für eine derartige Frequenzanalyse notwendig sind:

- Das schwingungsfähige Medium in Form der Saiten
- Die definierten Lagerungen in Form von Brücke und des Steges
- Die berührungsfreie Schwingungsaufnahme mittels der Tonabnehmer
- Das gleichbleibende Schwingungsverhalten durch konstante Tonlage (Stimmung) der Saite
- Definierter Ort der Schwingungsaufnahme durch Positionierung der Tonabnehmer
- Konstante geometrische Rahmenbedingungen durch Korpusform und Gitarrenhals

Für die vorliegende Arbeit wurde eigens eine individuelle Geometrie der Gitarre konstruiert, wobei zwar auf empirische Erkenntnisse zurückgegriffen wurde, welche aber auf die Auswertung der Untersuchungen keinen Einfluss hat, da die Form des Korpus bei der Untersuchung der materialspezifischen Einflüsse konstant blieb. Bild 1-1 zeigt eine Abbildung der gewählten Form.



- Bild 1-1: Foto Korpus

- Anhang A1: Konstruktionszeichnung Korpus

Weiterhin wurden folgende Parameter konstant gehalten:

- Material und Dicke der verwendeten Saiten
- Sämtliche saitenführenden Teile wie Hals, Steg, Brücke, Saitenhalter, Halsdruckplatte und Mechaniken.

1.2.1 Auswahl der Basismaterialien /7/

Bei der Untersuchung der materialspezifischen Einflüsse auf das schwingungsfähige System Gitarre war es nicht möglich, sämtliche Variationsmöglichkeiten in diesem Zusammenhang auszuschöpfen. Dies hätte den Rahmen der Arbeit bei weitem gesprengt. Somit wurden die zu ändernden Parameter auf das Korpusmaterial und die Abdeckungen der verschiedenen Hohlräume beschränkt.

Bei der Auswahl der Basismaterialien für den Korpus, der im allgemeinen aus Holz gefertigt wird, wurden die beiden Hölzer Ahorn und Esche ausgewählt, da sie im Elektrogitarrenbau am weitesten verbreitet sind.

Zusätzlich wurde ein Exote unter den Gitarrenhölzern untersucht. Im vorliegenden Fall ist dies die tropische Holzart Mahagoni.

Da Holz ein natürlicher Rohstoff ist, erheben die zu erwartenden Ergebnisse keinerlei Anspruch auf quantitative Allgemeingültigkeit. Da es sich aber um Vergleichsmessungen der drei Holzarten handelt, wurde darauf geachtet, dass Alter und Lagerbedingungen bei den verwendeten Hölzern möglichst identisch sind. Dies war dadurch gewährleistet, dass die drei Hölzer derselben Lagerhaltung entstammen und jeweils 6 bis 8 Jahre unter den gleichen Bedingungen gelagert waren.

1.2.2 Auswahl der Materialien für Anbauteile /1/2/3/

Die in vorliegender Arbeit verwendeten Anbauteile sind die bereits erwähnten Abdeckungen der Hohlräume der Elektrogitarre, da sie aufgrund dieser Konstellation mit dem Korpusmaterial und den übrigen Einzelkomponenten einer elektrischen Gitarre ein Resonanzsystem bilden. Obwohl diese Abdeckungen in keinem unmittelbaren Kontakt zu den Saiten, die letztendlich vermessen werden stehen, soll deren Einfluss auf des Frequenzbild der Saiten und somit dem Klangbild der Gitarre nachgewiesen werden. Die Geometrie der Abdeckungen wurde ebenso wenig wie die aller anderen Anbauteile verändert.

- Anhang A1: Abmessungen der Abdeckplatten

Bei der Auswahl dieser Materialien wurden gänzlich neue Wege beschritten. Werden im kommerziellen Elektrogitarrenbau im allgemeinen Kunststoffabdeckungen verwendet, so werden beim vorliegenden Instrument Metallabdeckungen eingesetzt.

Der Grund hierfür liegt in der Erfahrung mit einem Prototyp einer Elektrogitarre, die bereits vor einigen Jahren gebaut worden war und bei der bereits Stahl verwendet wurde, dessen Einfluss nunmehr gezeigt werden soll.

Die für die vorliegende Arbeit ausgewählten Materialien sind der bereits erwähnte Chrom-Vanadium-Stahl, Aluminium und Messing CuZn37. Dadurch wurde eine Abstufung bezüglich Dichte, Härte und E-Modul erzielt. Die entsprechenden Werte können der nachfolgenden Tabelle 1-1 entnommen werden.

	E-Modul	Dichte	Brinellhärte
	(N/mm ²)	(kg/dm ³)	HB
CrNiN	190000	7,8	140...200
CuZn 37	98000	8,6	90...100
Aluminium	71000	2,8	33...40

- Tabelle 1-1: Materialkonstanten

1.2.3 Festlegung des Klangbildes

Um ein konkretes Ergebnis erzielen zu können, wurde nun ein bestimmtes Frequenzspektrum definiert. Grundlage hierfür war das Klangbild einer 17 Jahre alten Elektrogitarre des Typs „LesPaul“ der amerikanischen Firma Gibson. Diese Gitarre war in den 70er Jahren weit verbreitet, findet aber in der modernen Musik nur noch in seltenen Fällen Anwendung. Der Grund dafür ist das mitten- und bässereiche Klangbild des Instruments. Moderne Musiker bevorzugen brillantere Modelle.

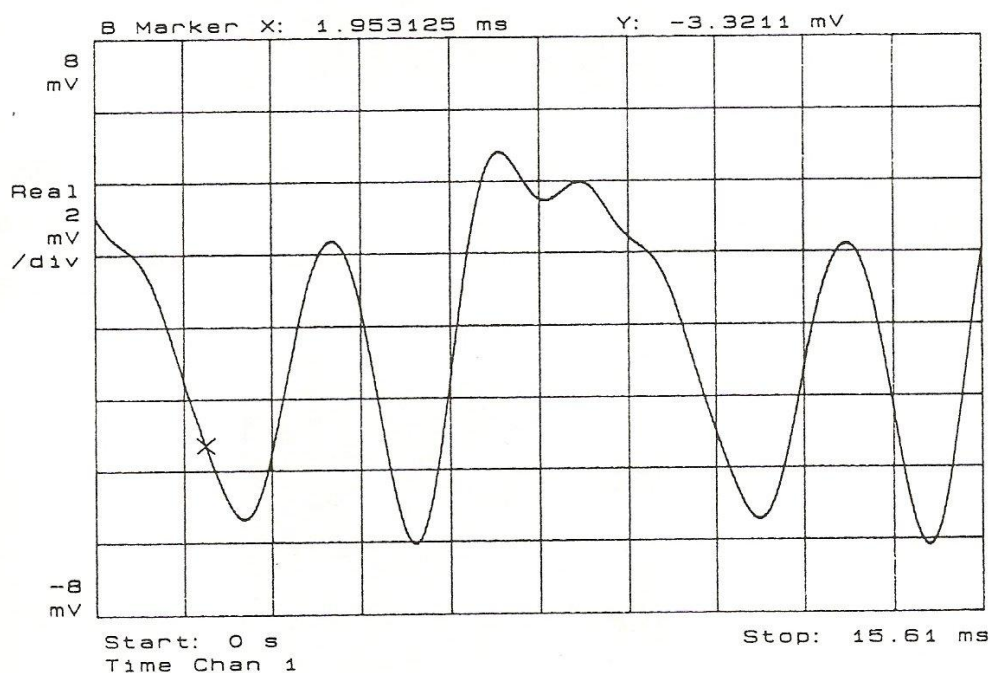
Um nun die Vorteile eines mittenreichen Klangbildes mit den Erfordernissen moderner Anwendungen kombinieren zu können, sollte aufbauend auf dem frequenzspektralen Schwingungsverhalten der „LesPaul“ ein neues Klangbild erzielt werden, das beide Aspekte zufriedenstellend berücksichtigt.

2 GRUNDLAGEN DER DYNAMISCHEN SIGNALANALYSE

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen erläutert und der prinzipielle Aufbau eines dynamischen Signalanalysators dargestellt.

2.1 Zusammenhang zwischen Zeit- und Frequenzebene /4/6/

Die in der Technik traditionellste und somit am weitesten verbreitete Darstellungsform für Schwingungsverläufe ist die der Abbildung in der Zeitebene. Hierbei wird der Verlauf der Summe aller in einem schwingenden System vorkommenden veränderlichen Größen in Abhängigkeit von der Zeit dargestellt. Typische Messgeräte für diese Darstellungsform ist das Oszilloskop, der Oszillograph und der Streifenschreiber. Bild 2-1 zeigt den Frequenzverlauf überlagerter Schwingungen in der Zeitebene.

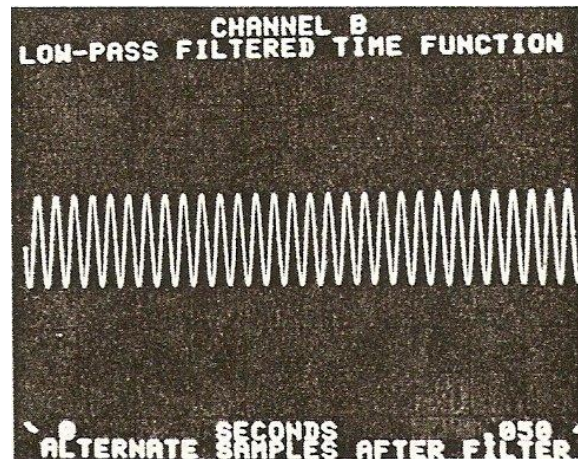


- Bild 2-1: Frequenzverlauf in der Zeitebene

Da aber, wie oben erwähnt, die Zeitebendarstellung zwar den exakten zeitlichen Verlauf der Messkurve zeigt, jedoch keine unmittelbare Identifikation der einzelnen im Kurvenverlauf enthaltenen Frequenzen erlaubt, kann diese Form der Schwingungsanalyse nicht allen in der Messtechnik auftretenden Anforderungen genügen.

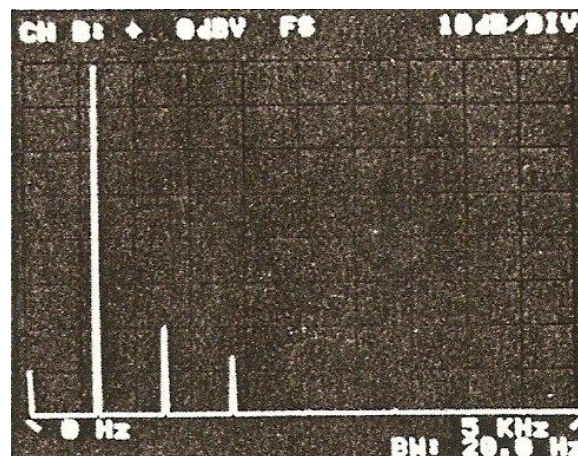
Eine Aufteilung eines Schwingungssignales in seine Einzelfrequenzen wurde früher mit speziellen Schablonen oder Linealen durchgeführt, welche über die Messkurve gelegt und somit durch visuelle Annäherung Einzelfrequenzen identifiziert wurden.

Das Hauptproblem bestand in dem großen Fehleranteil und der ungenügenden Darstellung von Frequenzanteilen mit schwächeren Signalen, welche im Verbund mit sehr dominanten Signalanteilen nicht mehr zu identifizieren sind. Bild 2-2 zeigt ein Beispiel dafür.



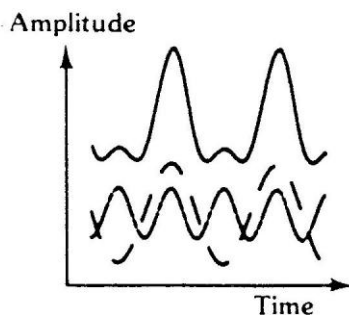
- Bild 2-2: Zeitebene, schwaches Signal nicht sichtbar /4/

Wird das gleiche Signal in der Frequenzebene dargestellt, so werden die schwächeren Signalanteile unabhängig von ihrer Intensität ebenso sichtbar wie die dominante Frequenz.



- Bild 2-3: Frequenzebene, schwaches Signal sichtbar /4/

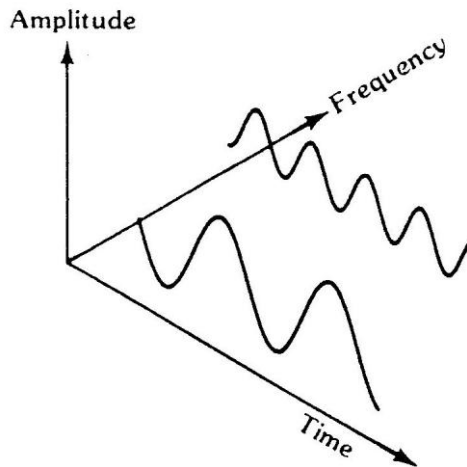
Da ein Signalverlauf also eine Summe von Einzelfrequenzen ist, muss in der Zeitebene die Lage dieser Einzelschwingungen als „hintereinander“ gestaffelt angesehen werden. Dadurch ergibt sich in Bild 2-4 durch die Aufsummierung die bekannte Darstellungsform.



- Bild 2-4: Zeitebenendarstellung /4/

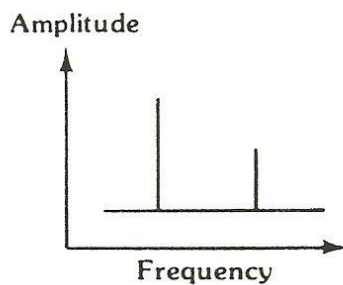
Legt man nun bei der Darstellung eines Schwingungssignales kein zweidimensionales, sondern ein dreidimensionales Koordinatensystem zugrunde, so kann die Amplitude wie gewohnt auf der senkrechten, der z-Achse aufgetragen werden. Die Auftragung des zeitlichen Verlaufes erfolgt traditionsgemäß auf der x-Achse.

Die Einzelfrequenzen können nun auf der y-Achse aufgetragen werden, da jedes in der realen Welt mögliche Signal durch Addition von Sinusschwingungen erzeugt werden kann. Bei der dreidimensionalen Darstellung kann nun sowohl der zeitliche Verlauf, als auch die Lage und Anzahl der vorkommenden Einzelfrequenzen abgelesen werden. In Bild 2-5 wird diese Darstellungsart verdeutlicht.



- Bild 2-5: Dreidimensionale Darstellung /4/

Für eine eindeutige Auswertung eines Signalverlaufes ist diese Darstellung jedoch unvorteilhaft. Nur die zweidimensionale Form des Kurvenverlaufes lässt eine exakte Analyse zu. Darüber hinaus ist die Bedeutung des Begriffes „Amplitude“ von der Darstellungsform abhängig. Bei der Zeitebenendarstellung ist stets ein Momentanwert gemeint, in der Frequenzebene bedeutet die Amplitude den Spitze-Spitze-Wert der Einzelfrequenzen. Somit muss die Wahl der Darstellungsebene in Abhängigkeit vom gewünschten Ergebnis erfolgen.



- Bild 2-6: Frequenzebenendarstellung /4/

Diese Frequenzebenendarstellung ist keine Errungenschaft der modernen Technik, sondern eine äußerst „natürliche“ Ebene. So arbeitet z.B. das menschliche Ohr nach diesem Prinzip der Frequenzebenen-Analyse. Das hörbare Frequenzspektrum wird also in viele schmale Bänder aufgeteilt und der Pegel in den einzelnen Bändern „gemessen“. Dadurch ist der Mensch in der Lage, leise Töne in einem Gemisch relativ lauter Hintergrundgeräusche wahrzunehmen, gleichermaßen „herauszufiltern“.

2.2 Fast-Fourier-Transformation (FFT)

Die im Kapitel 2.1 lapidar als „Drehung“ bezeichnete Operation der Änderung der Darstellungsebene ist in Wirklichkeit ein sehr komplexer mathematischer Vorgang. Er wird aufbauend auf den Rechenvorschriften der Fourier-Integrale im Zuge einer Fast-Fourier-Transformation ausgeführt.

2.2.1 Eigenschaften der FFT /4/

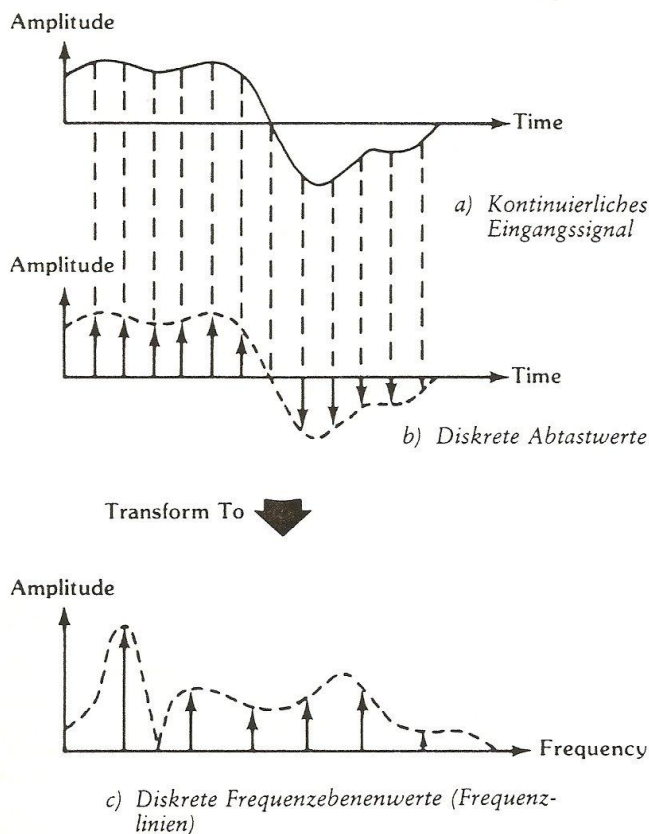
Die *Schnelle Fourier-Transformation* (FFT) ist die Bezeichnung für einen Algorithmus, der die Transformation eines Schwingungssignales von der Zeit- in die Frequenzebene ermöglicht.

Diese FFT ist die eigentliche Aufgabe eines Dynamic Signal Analyzers, der also vereinfacht dargestellt als Oszilloskop mit einem integrierten Prozessor zur Umrechnung der Daten aus der Zeit- in die Frequenzebene beschrieben werden kann. Es müssen bei der Umrechnung jedoch eine Reihe von Faktoren beachtet werden, welche die Implementation des FFT-Algorithmus erschweren.

Digitalisierung

Augenscheinlichstes Problem der FFT-Analyse ist die Digitalisierung der Messdaten, ohne die eine entsprechend hohe Geschwindigkeit und Genauigkeit der Rechenoperationen nicht möglich wäre. Diese Digitalisierung hat nun wieder zur Folge, dass die zu transformierenden Signale nicht kontinuierlich, sondern in konstanten Zeitabständen abgetastet werden müssen. Die Verarbeitung erfolgt zeitdiskretisiert. Darüber hinaus muss das Signal in numerische Abtastwerte oder Samples mit endlicher Schrittweite umgesetzt werden. Dieser Vorgang wird als Amplitudenquantisierung bezeichnet.

Erst nach dieser Signalaufbereitung können die Abtastwerte aus der Zeitebene in die Frequenzebene transformiert werden. Die Abbildung 2-7 zeigt diesen Vorgang.



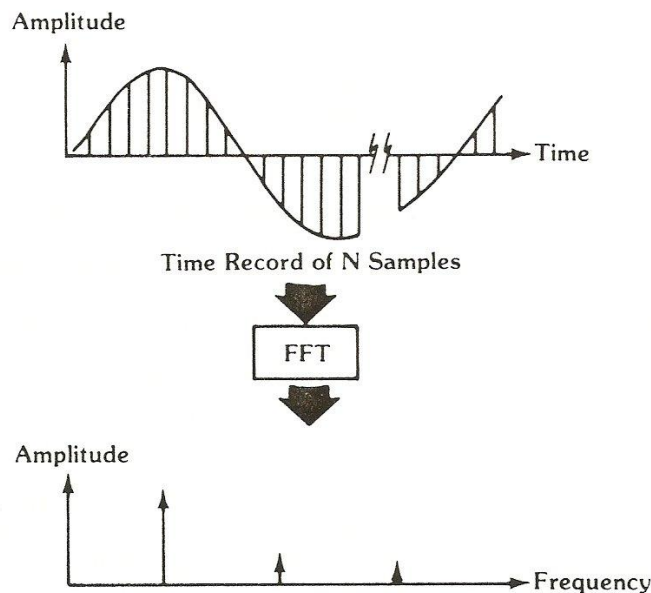
- Bild 2-7: FFT-Abtastwerte in Zeit- und Frequenzebene /4/

Die Amplitudenquantisierung und vor allen Dingen die Zeitdiskretisierung werfen nun ein weiteres Problem bei der Fast-Fourier-Transformation auf. Sie bedingen, dass die digitale Zeitebenenendarstellung nicht exakt dem ursprünglichen Signal entspricht. Dadurch ist auch das in die Frequenzebene transformierte Signal mit einem Folgefehler durch die Digitalisierung behaftet.

Dieser Folgefehler kann zwar nicht völlig ausgeschaltet werden, jedoch bietet die Einführung eines hinreichend kleinen Abtastintervalls die Möglichkeit zur Minimierung dieses Fehlers. Als Abtastintervall oder Time Record (TR) wird der zeitliche Abstand zwischen zwei Signalabtastungen bezeichnet.

Blockweise Datenverarbeitung

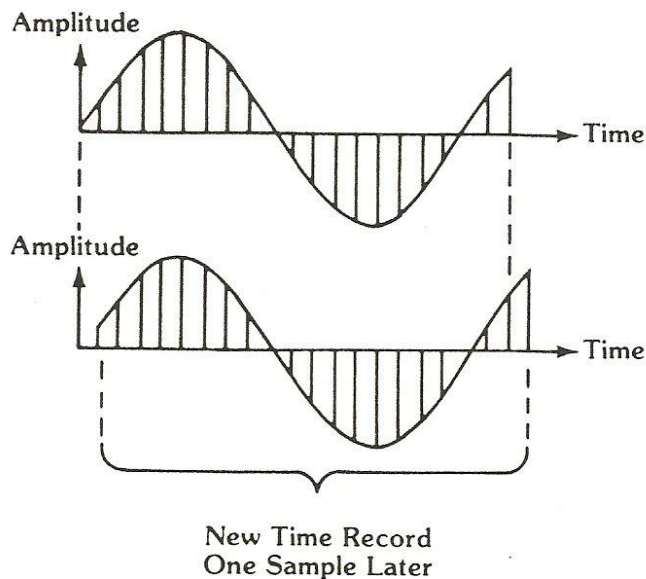
Ein weiteres Charakteristikum der FFT ist die blockweise Datenverarbeitung. Dies bedeutet, dass für die Berechnung jeder einzelnen Frequenzlinie sämtliche Zeitabtastwerte benötigt werden. Der Grund hierfür liegt in der Tatsache, dass nicht Abtastwert für Abtastwert in jeweils eine eigene Frequenzlinie umgewandelt wird, sondern ein vollständiger Block von Zeitdatensätzen in einen entsprechenden Block von Frequenzlinien transformiert wird. (Bild 2-8)



- Bild 2-8: FFT-Algorithmus, Blockweise Datenverarbeitung /4/

Diese Zeitdatensätze sind jeweils eine geordnete Menge von N in chronologischer Reihenfolge und konstanten Abständen gemessenen Abtastwerten. Um den FFT-Algorithmus schneller und leichter implementierbar machen zu können wird die Zahl N zweckmäßigerweise als ein Vielfaches von zwei definiert. Die Abtastwerte werden in einem speziellen Zeitdatenspeicher abgelegt.

Die blockweise Datenverarbeitung hat jedoch zur Folge, dass frühestens nach Erfassung eines ersten vollständigen Zeitdatensatzes gültige Frequenzebenenwerte aus dem Zeitdatenspeicher abrufbar sind. Da der Speicher ein Pipe-Speicher ist, kann er nach Verarbeitung der Daten überschrieben werden. Mit dem Begriff Pipe bezeichnet man einen Speicher der nach dem First-In-First-Out-Prinzip, kurz FIFO genannt, arbeitet. Das bedeutet, dass die Werte in der Reihenfolge ihrer Speicherung wieder ausgelesen werden. Somit stehen nach jeder Abtastung aktuelle Frequenzebenenwerte zur Verfügung. Bild 2-9 verdeutlicht diese Arbeitsweise.

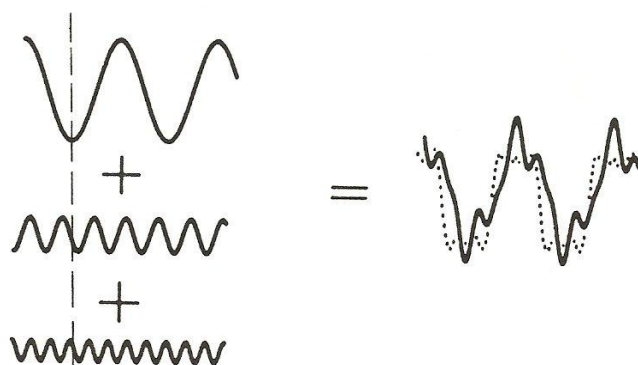


- Bild 2-9: Überlappende Messwertverarbeitung /4/

Phasenlage der Frequenzkomponenten

Das nächste Problem der FFT-Analyse ist die phasenrichtige Darstellung der Frequenzkomponenten. Die Beachtung der Phasenwinkel ist für die Auswertung von entscheidender Bedeutung, da eine Verschiebung der Phasen trotz gleicher Frequenz- und Amplitudenwerte zu völlig unterschiedlichen Ergebnissen führen würde.

Summiert man drei sinusförmige Signalkomponenten zu einer resultierenden Frequenzkurve, so ergibt sich in Abhängigkeit der erwähnten Phasenlage ein bestimmtes Summensignal, in der folgenden Abbildung 2-10 als durchgezogene Linie dargestellt.



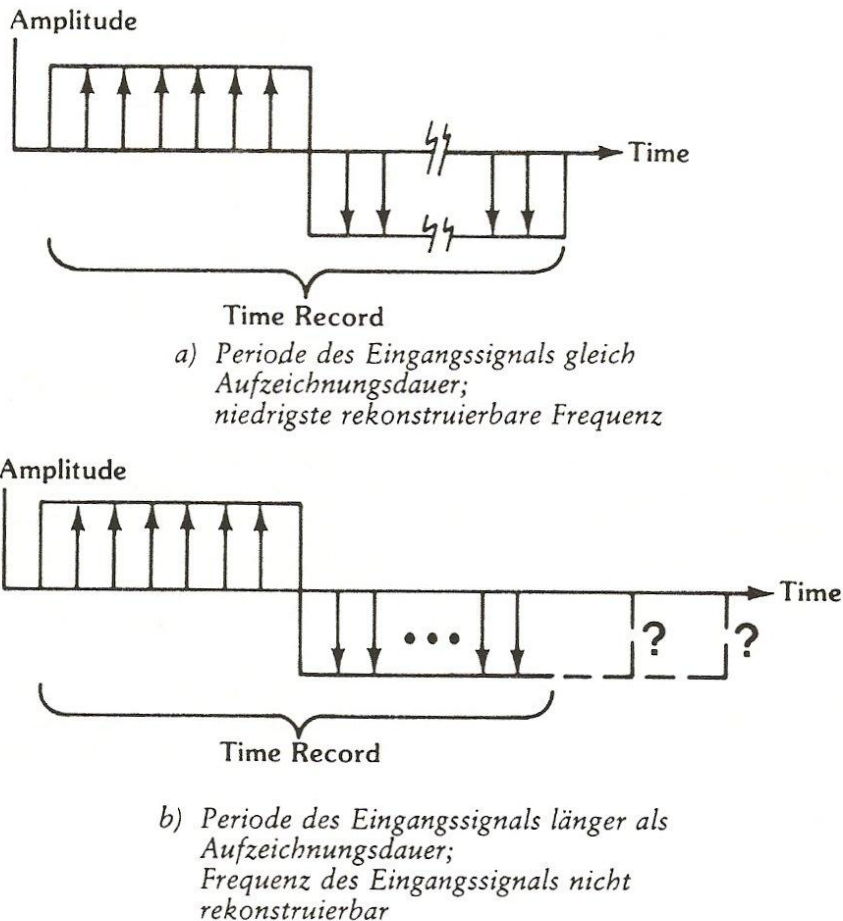
- Bild 2-10: Phasenlage von Frequenzkomponenten /4/

Wird der Phasenwinkel der beiden Oberschwingungen verändert, so ergibt sich der als gestrichelte Linie dargestellte Signalverlauf. Somit ist die phasenrichtige Transformation entscheidend für eine fehlerfreie Rekonstruktion des betreffenden Signals.

Diese Information bezüglich der Phasenwinkel wird nun bei der Transformation von der Zeit- in die Frequenzdatensätze mitgegeben, indem jeweils zwei Zeitebenen-Abtastwerte eine Frequenzlinie ergeben. Somit ist die Anzahl der Frequenzlinien $N/2$ der Zeitebenen-Abtastwerte.

Frequenzbereich der FFT-Transformation

Wie oben angesprochen bestehen die Zeitdatensätze aus äquidistanten Abtastwerten. Somit haben die Frequenzlinien ebenfalls alle den selben Abstand zueinander. Der Betrag dieses Abstandes ist abhängig von der Aufzeichnungslänge in der Zeitebene (Bild 2-11). Die Ursache dafür liegt in dem Umstand, dass keine periodische Schwingung, deren Schwingungsdauer größer als die zeitliche Aufzeichnungslänge ist, bestimmt werden kann, da die Periode beendet sein muss, wenn das Ende des Zeitdatensatzes erreicht ist.



- Bild 2-11: Untere FFT-Grenzfrequenz /4/

Legt man diese Erkenntnis zugrunde, so ergibt sich die erste maßgebende Frequenzlinie am Ende des Zeitdatensatzes. Die daraus resultierende Frequenz errechnet sich zu $1/TR$. Dies ist somit die niedrigste Frequenz, welche erfasst werden kann.

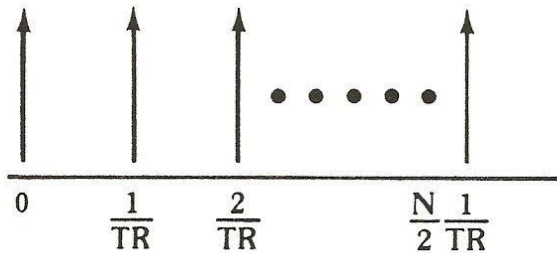
Das Attribut „maßgebend“ entsteht aus der Tatsache, dass unterhalb dieser Frequenzlinie eine weitere Linie erscheint, welche die 0 Hz-Marke oder die Gleichspannungskomponente des Eingangssignals darstellt. Diese Linie ist im allgemeinen ohne Bedeutung, für die Berechnung des Abstandes zwischen den Frequenzlinien jedoch von Nutzen. Dieser Abstand, der auch für alle übrigen Frequenzlinien gilt, ergibt sich also zu:

$$(1/TR) - (0 \text{ Hz}) = (1/TR) \tag{1}$$

Demnach ist der Abstand zwischen den Frequenzlinien, wie Bild 2-12 zu entnehmen ist, gleich der niedrigsten messbaren Frequenz gleich dem Kehrwert der Aufzeichnungslänge.

Die in der Frequenzebene höchste darstellbare Signalfrequenz f_{\max} ergibt sich unmittelbar aus der Anzahl der Frequenzlinien $N/2$ und deren Abstand $1/TR$:

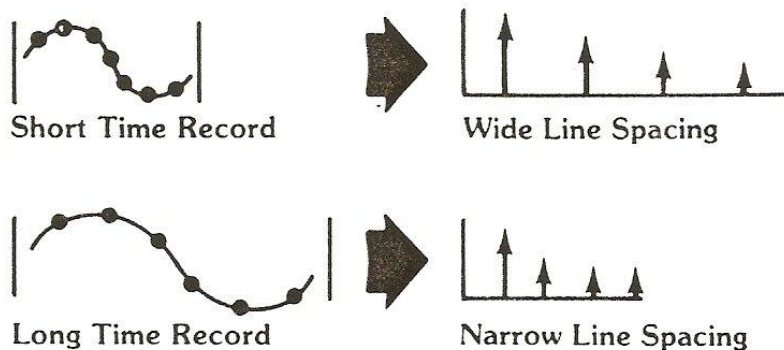
$$f_{\max} = (N/2) * (1/TR) \tag{2}$$



- Bild 2-12: Frequenzen aller FFT-Spektrallinien /4/

Der Frequenzbereich muss für eine fehlerfreie Messung dem jeweiligen Signal angepasst werden. Zu diesem Zweck muss f_{\max} entsprechend verändert werden. Aus (2) ergibt sich, dass dies entweder über die Anzahl der Frequenzlinien oder deren Abstand möglich ist. Da die Anzahl der erforderlichen Abtastungen (N) und somit $N/2$ durch die Implementation des FFT-Algorithmus festgelegt ist, bleibt nur die Variation der Abtastrate.

Die Abtastrate ist so zu wählen, dass N Abtastungen eine dem Signal adäquate Aufzeichnungslänge ergeben. Damit ergeben sich für höhere Frequenzen entsprechend höhere Abtastraten. (Bild 2-13)



- Bild 2-13: Frequenzbereich Dynamik-Signal-Analysator /4/

Auf die Beschreibung der Umsetzung in einem entsprechenden Dynamic Signal Analyzer wird im Kapitel 2.2.3 näher eingegangen.

2.2.2 Mathematische Grundlagen /5/6/

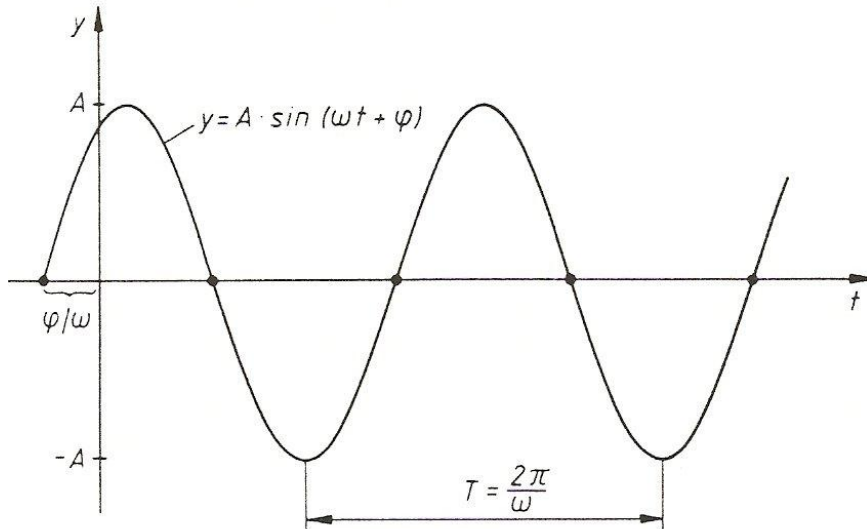
Wie in Kapitel 2.1 ausgeführt, kann jedes vorkommende Schwingungssignal durch phasenrichtige Addition von Einzelfrequenzen erzeugt werden. Der mathematische Hintergrund dieses Vorganges wird durch die Rechenvorschriften der Fourier-Reihen festgelegt und soll in diesem Kapitel verdeutlicht werden.

Fourier-Reihe einer periodischen Funktion

Der einfachste Fall eines zeitlich periodischen Vorganges ist der einer Schwingung eines Federpendels oder einer Wechselspannung, welche durch ein Sinusgesetz beschrieben werden kann. Die allgemeine Form hierfür lautet:

$$y(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad \text{oder} \quad y(t) = A_1 \cdot \sin(\omega t) + A_2 \cdot \cos(\omega t) \quad (3)$$

Man spricht dann von einer harmonischen Schwingung oder Sinusschwingung. Sie hat die Kreisfrequenz ω und die Schwingungsdauer $T = 2 \cdot \pi / \omega$. Eine entsprechende Schwingung ist in Bild 2-14 dargestellt.



- Bild 2-14: Harmonische oder Sinusschwingung /5/

Die häufigeren Formen der zeitlichen Vorgänge sind zwar periodisch, jedoch nicht mehr sinusförmigen Verlaufes. Somit ergibt sich die Notwendigkeit, diese nicht-sinusförmigen Schwingungen in harmonische Einzelschwingungen zu zerlegen.

Diese Zerlegung erfolgt durch die Anwendung der Fourier-Reihen. Sie ist jedoch nur unter Erfüllung bestimmter Voraussetzungen möglich. Diese lauten im Einzelnen:

1) Dirichletsche Bedingungen:

Eine periodische Funktion $f(x)$ kann unter der Voraussetzung in eine Fourier-Reihe entwickelt werden, dass das Periodenintervall in endlich viele Teilintervalle zerlegt wird, in denen $f(x)$ stetig und monoton ist,

und dass in den Unstetigkeitsstellen sowohl der links- als auch der rechtsseitige Grenzwert existiert, wobei nur Sprungunstetigkeiten mit endlichen Sprüngen in Frage kommen.

Unter diesen Voraussetzungen konvergiert die Fourier-Reihe von $f(x)$ für alle $x \in \mathbb{R}$. In den Stetigkeitsstellen von $f(x)$ stimmt sie mit der Funktion $f(x)$ überein, in den Sprungstellen liefert sie das arithmetische Mittel aus dem links- und dem rechtsseitigen Grenzwert der Funktion.

2) Symmetriebetrachtungen:

Im Falle einer geraden Funktion $f(x)$ enthält deren Fourier-Reihe nur gerade Reihenmitglieder. Das bedeutet, neben dem konstanten Glied existieren nur Kosinusglieder ($b_n = 0, n = 1, 2, 3, \dots$):

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(nx) \quad (4)$$

Liegt eine ungerade Funktion $f(x)$ vor, so ergeben sich für die Fourier-Reihe neben dem konstanten Glied nur ungerade Reihenglieder, d.h. Sinusglieder ($a_n = 0, n = 0, 1, 2, \dots$):

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin(nx) \quad (5)$$

- 3) Bei einer periodischen Funktion darf die Integration über ein beliebiges Periodenintervall der Länge $2 \cdot \pi$ erstreckt werden. Dies ist ein Sonderfall der Fourier-Entwicklung.
- 4) Wird eine Fourier-Reihe nach endlich vielen Gliedern abgebrochen, so erhält man eine Näherungsfunktion für $f(x)$. Diese hat die Form einer trigonometrischen Reihe. Für die Genauigkeit der Näherung gilt, dass sie mit steigender Anzahl der berücksichtigten Glieder ebenfalls zunimmt.
- 5) Die allgemeine Fourier-Entwicklung von periodischen Funktionen mit beliebiger Periode p erfolgt nach den Gesetzen der Zerlegung nicht-sinusförmiger Schwingungen in ihre harmonischen Schwingungskomponenten.

Unter diesen Voraussetzungen lautet die Entwicklung eines Schwingungsvorganges $y = y(t)$ mit der Schwingungs- und Periodendauer T und der Kreisfrequenz $\omega_0 = 2 \cdot \pi / T$ wie folgt:

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n \omega_0 t) + b_n \cdot \sin(n \omega_0 t)] = \\ &= \frac{a_0}{2} + a_1 \cdot \cos(\omega_0 t) + a_2 \cdot \cos(2 \omega_0 t) + a_3 \cdot \cos(3 \omega_0 t) + \dots \\ &\quad \dots + b_1 \cdot \sin(\omega_0 t) + b_2 \cdot \sin(2 \omega_0 t) + b_3 \cdot \sin(3 \omega_0 t) + \dots \end{aligned} \quad (6)$$

In dieser Darstellung erscheint die Gesamtschwingung $y = y(t)$ als ungestörte Überlagerung unendlich vieler harmonischer Teilschwingungen mit den Kreisfrequenzen $\omega_0, 2\omega_0, 3\omega_0, \dots$. Sie hat die Form einer unendlichen trigonometrischen Reihe mit dem zeitunabhängigen Bestandteil $a_0 / 2$ und heißt Fourier-Reihe. Die Entwicklung selbst wird als harmonische oder Fourier-Analyse bezeichnet.

Die Kreisfrequenzen der einzelnen Schwingungskomponenten sind hierbei ganzzahlige Vielfache der Grundkreisfrequenz ω_0 . Diese Teilschwingung mit der kleinsten Kreisfrequenz ist die Grundschwingung, alle übrigen Teilschwingungen werden als Oberschwingung bezeichnet.

Im vorliegenden Anwendungsfall bedeutet die Darstellung einer nicht-sinusförmigen Schwingung $y = y(t)$ durch ihre Fourier-Reihe eine Zerlegung der Schwingung in ihre harmonischen Schwingungskomponenten und trägt die Bezeichnung „Fourier-Zerlegung“. Die Entwicklungskoeffizienten $a_0, a_1, a_2, \dots, b_1, b_2, b_3, \dots$ heißen Fourierkoeffizienten.

Entwicklung einer Fourier-Reihe

Eine nicht-sinusförmige periodische Funktion $f(x)$ mit der Periode $p = 2 \cdot \pi$ kann unter den oben genannten Voraussetzungen in eine unendliche trigonometrische Reihe der Form

$$\begin{aligned} f(x) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(nx) + b_n \cdot \sin(nx)] = \\ &= \frac{a_0}{2} + a_1 \cdot \cos x + a_2 \cdot \cos(2x) + a_3 \cdot \cos(3x) + \dots \\ &\quad \dots + b_1 \cdot \sin x + b_2 \cdot \sin(2x) + b_3 \cdot \sin(3x) + \dots \end{aligned} \quad (7)$$

entwickelt werden. Diese Darstellungsform wird als Fourier-Reihe von $f(x)$ bezeichnet und enthält außer den Sinus- und Kosinusgliedern noch das konstante Glied $a_0/2$.

Zur Bestimmung der Fourier-Koeffizienten wird die folgende Tabelle herangezogen:

$\int_0^{2\pi} \cos(nx) dx = \frac{1}{n} [\sin(nx)]_0^{2\pi} = 0$	
$\int_0^{2\pi} \sin(nx) dx = -\frac{1}{n} [\cos(nx)]_0^{2\pi} = 0$	
$\int_0^{2\pi} \cos(nx) \cdot \cos(mx) dx = \begin{cases} \left[\frac{\sin(n-m)x}{2(n-m)} + \frac{\sin(n+m)x}{2(n+m)} \right]_0^{2\pi} = 0 & (n \neq m) \\ \left[\frac{1}{2}x + \frac{1}{4n} \cdot \sin(2nx) \right]_0^{2\pi} = \pi & (n = m) \end{cases}$	
$\int_0^{2\pi} \sin(nx) \cdot \cos(mx) dx = \begin{cases} -\left[\frac{\cos(n-m)x}{2(n-m)} + \frac{\cos(n+m)x}{2(n+m)} \right]_0^{2\pi} = 0 & (n \neq m) \\ \frac{1}{2n} [\sin^2(nx)]_0^{2\pi} = 0 & (n = m) \end{cases}$	
$\int_0^{2\pi} \sin(nx) \cdot \sin(mx) dx = \begin{cases} \left[\frac{\sin(n-m)x}{2(n-m)} - \frac{\sin(n+m)x}{2(n+m)} \right]_0^{2\pi} = 0 & (n \neq m) \\ \left[\frac{1}{2}x - \frac{1}{4n} \cdot \sin(2nx) \right]_0^{2\pi} = \pi & (n = m) \end{cases}$	

- Tabelle 2-1: Integrale zur Berechnung der Fourier-Koeffizienten /5/

Nach gliedweiser Integration der Fourier-Reihe (7) im Periodenintervall $(0, 2\pi)$ und unter Verwendung obiger Tabelle ergibt sich für a_0 die Integralformel

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) dx \quad (8)$$

Zur Bestimmung der Fourier-Koeffizienten a_n wird die Fourier-Reihe (7) mit $\cos(nx)$ ($n \in \mathbb{N}$) multipliziert und ebenfalls über das Periodenintervall $(0, 2\pi)$ integriert.

Damit ergibt sich für a_n das Integral

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \cos(nx) dx \quad (9)$$

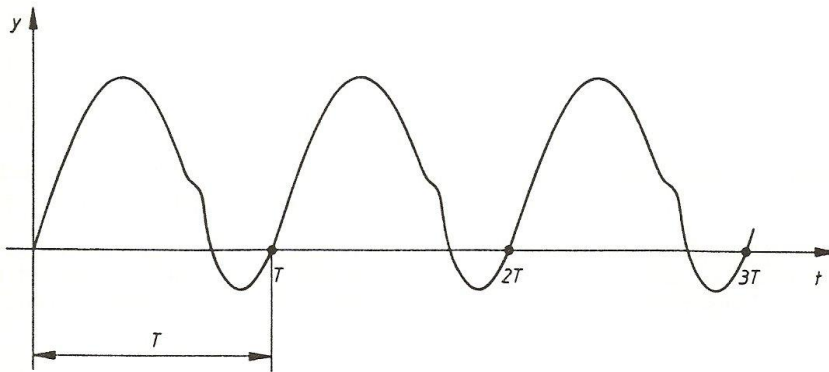
Die Fourier-Koeffizienten b_n erhält man nach Multiplikation der Fourier-Reihe (7) mit $\sin(nx)$ ($n \in \mathbb{N}$) und deren Integration in den Grenzen von $x = 0$ bis $x = 2\pi$.

Nach Berechnung der anfallenden Integrale unter Verwendung der Tabelle 2-1 folgt somit für die Fourier-Koeffizienten b_n das Integral

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \sin(nx) dx \quad (10)$$

Fourier-Zerlegung einer Schwingung

Die Zerlegung eines zeitabhängigen nicht-sinusförmigen Schwingungsvorganges $y = y(t)$ mit der Schwingungsdauer T und der Kreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi / T$ wird als harmonische Analyse bezeichnet. Bild 2-15 zeigt ein Beispiel für einen nicht-sinusförmigen Schwingungsvorgang.



- Bild 2-15: Nicht-sinusförmiger Schwingungsvorgang /5/

Unter der Voraussetzung, dass die zeitabhängige periodische Funktion $y(t)$ die Dirichletschen Bedingungen erfüllt, lässt sie sich in eine Fourier-Reihe vom Typ

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n \omega_0 t) + b_n \cdot \sin(n \omega_0 t)] = \\ &= \frac{a_0}{2} + a_1 \cdot \cos(\omega_0 t) + a_2 \cdot \cos(2 \omega_0 t) + a_3 \cdot \cos(3 \omega_0 t) + \dots \\ &\quad \dots + b_1 \cdot \sin(\omega_0 t) + b_2 \cdot \sin(2 \omega_0 t) + b_3 \cdot \sin(3 \omega_0 t) + \dots \end{aligned} \quad (11)$$

Entwickeln. Im vorliegenden Anwendungsfall bedeutet diese Entwicklung in unendlich viele Sinus- und Kosinusfunktionen die Zerlegung der Schwingung $y(t)$ in ihre Einzelfrequenzen oder harmonischen Bestandteile.

Die Schwingungskomponenten bestehen dabei aus der Grundschwingung mit der Grundkreisfrequenz ω_0 und den harmonischen Oberschwingungen, deren Kreisfrequenzen ganzzahlige Vielfache der Grundkreisfrequenz sind.

Die Amplituden der Teilschwingungen und somit deren Anteil an der Gesamtschwingung werden durch die Fourier-Koeffizienten $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, b_1, b_2, b_3, \dots$ bestimmt. Die Berechnung dieser Beiwerte erfolgt dabei aus den Integralformeln

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \cdot \int_{(T)} y(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \cdot \int_{(T)} y(t) \cdot \cos(n \omega_0 t) dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \cdot \int_{(T)} y(t) \cdot \sin(n \omega_0 t) dt \end{aligned} \right\} n \in \mathbb{N} \quad (12)$$

Das Symbol (T) unter dem Integralzeichen bedeutet, dass die Integration über ein beliebiges Periodenintervall der Länge T zu erstrecken ist.

Durch den Vorgang der ungestörten Überlagerung der Grundschiwingung und der Oberschwingungen ergibt sich als Resultierende genau die Schwingung $y = y(t)$. Dieser Vorgang wird als Superpositionsprinzip der Physik bezeichnet.

2.2.3 Der FFT-Algorithmus /4/

Nachdem in Kapitel 2.2.1 die grundsätzlichen Überlegungen zur FFT-Analyse angestellt und im Kapitel 2.2.2 die mathematischen Voraussetzungen erläutert wurden, erfolgt nun die Umsetzung dieser Erkenntnisse in eine für ein Datenverarbeitungssystem kompatible Form. Dieses Format ist der Algorithmus zur Berechnung der Fourier-Transformation.

Die in einem Dynamik-Signal-Analysator durchgeführten Transformationen sind in Abhängigkeit von der Transformationsrichtung definiert.

Die Umrechnung von der Zeit- in die Frequenzebene trägt die Bezeichnung Vorwärts-Transformation und wird durch folgendes Integral festgelegt:

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (13)$$

Die Umkehrung dieses Vorganges, also die Umrechnung von der Frequenz- in die Zeitebene heißt inverse Transformation und hat die Form

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(f) e^{j2\pi ft} df \quad (14)$$

Diskrete Fourier-Transformation

Um nun die erforderlichen Arbeitsschritte auf einem Rechner durchführen zu können, ist eine numerische Integration erforderlich. Zu diesem Zweck erfolgt die in Kapitel 2.2.1 angesprochene Diskretisierung der Funktionswerte.

Die diskretisierte Form der Gleichung (13) lautet wie folgt,

$$S_x(m\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi m\Delta f t} dt \quad (15)$$

wobei $m = 0, +/-1, +/-2, \dots$ und Δf der Frequenzlinienabstand ist.

Die Approximation der Integralflächen an den stetigen Kurvenverlauf des Eingangssignales entsteht durch die Aufsummierung schmaler Rechtecksflächen, welche dem tatsächlichen Funktionsverlauf angenähert werden und für die numerische Berechnung geeignet sind.

Aus (15) ergibt sich dadurch die Formel

$$S_x(m\Delta f) \approx \Delta t \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n\Delta t) e^{-j2\pi m\Delta f n\Delta t} \quad (16)$$

wobei Δt das Zeitintervall zwischen zwei Abtastungen beschreibt.

Das letzte zur Lösung anstehende Problem liegt in der Beschränkung der Approximation durch die Rechenzeiten. Um eine exakte analytische Beschreibung des Kurvenverlaufes vornehmen zu können wären eine unendliche Anzahl von Additionen erforderlich. Dies würde zu einer unendlich langen Rechenzeit führen.

Da dies keine praktikable Lösung darstellt, muss die Annäherung auf eine endliche Anzahl von Additionen beschränkt werden, was für die Integration ein endliches Zeitintervall bedeutet.

Somit wird die obere Grenze der Aufsummierung aus (16) durch den Wert $N-1$ ersetzt:

$$S_x(m\Delta f) \approx \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t) e^{-j2\pi m\Delta f n\Delta t} \quad (17)$$

Aus Kapitel 2.2.1 geht hervor, dass der Frequenzlinienabstand der Kehrwert des Datenerfassungszeitraumes sein muss. Dadurch lässt sich die obige Gleichung folgendermaßen vereinfachen:

$$S_x(m\Delta f) = \frac{T}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t) e^{-j2\pi mn/N} \quad (18)$$

Diese Gleichung wird als Diskrete Fourier-Transformation (DFT) bezeichnet.

Fast-Fourier-Transformation

Um die sehr langen Rechenzeiten der DFT zu verkürzen, wurde ein Algorithmus für eine schnelle Fourier-Transformation eingeführt. Die Besonderheit dieses Algorithmus ist, dass die Anzahl der Abtastungen N ein Vielfaches von zwei sein muss. Durch diese Konstellation ergeben sich gewisse Symmetrien, welche die Anzahl der erforderlichen Rechenschritte erheblich verringert. Dies gilt insbesondere für die Multiplikationsoperationen.

Der Nachteil der FFT besteht darin, dass sie nur eine Approximation der exakten Fourier-Transformation darstellt, da sie zum einen nur diskrete Werte liefert und zum anderen nur einen endlichen Signalabschnitt berücksichtigt. Dieser letzte Punkt ist das eigentliche Manko dieser Technik.

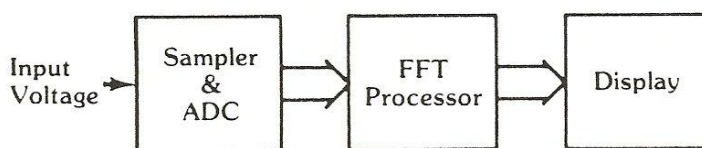
2.3 Technische Umsetzung der FFT /4/

Wie in Kapitel 2.2.1 bereits erwähnt, ergeben sich durch die technische Umsetzung der FFT einige programmtechnische Probleme, deren hardware-seitige Lösung in diesem Kapitel dargelegt wird.

Abtastung und Digitalisierung

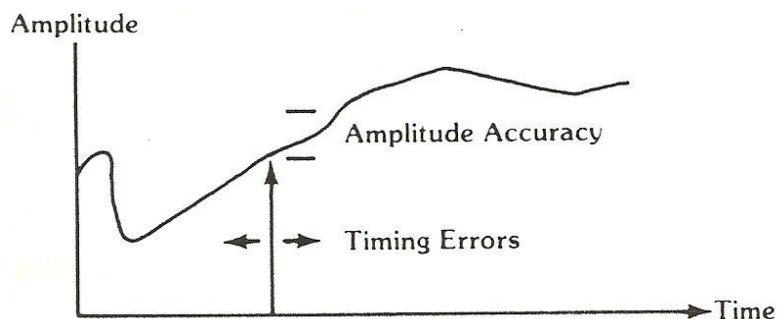
In Kapitel 2.2.1 wurde bereits die Notwendigkeit der Digitalisierung und der Begriff der Abtastung erläutert. Diese Vorgänge sind notwendig, um aus dem kontinuierlichen analogen Eingangssignal zeitdiskrete, digitale Amplitudenwerte zu machen. Ohne diese Umwandlung wäre die Anwendung eines FFT-Algorithmus nicht möglich.

Zur Vervollständigung eines Dynamic-Signal-Analyzers ist es nun notwendig, dem FFT-Analysator eine Abtast-/Halte-Schaltung (Sample-And-Hold) und einen Analog/Digital-Wandler (A/D-Wandler, ADC) hinzuzufügen. Im Blockdiagramm stellt sich das folgendermaßen dar:



- Bild 2-16: Blockdiagramm Dynamik-Signal-Analysator /4/

An die Genauigkeiten der Abtast-/Halteschaltung und des A/D-Wandlers werden sehr hohe Anforderungen gestellt, da bereits kleine Abweichungen zu sehr ungenauen Ergebnissen führen, wie aus Bild 2-17 entnommen werden kann.



- Bild 2-17: Fehlerauswirkungen /4/

Die Aufgabe der Abtast-/Halteschaltung ist es, das Eingangssignal exakt zum richtigen Zeitpunkt abzutasten und es so lange konstant zu halten, bis die A/D-Umsetzung abgeschlossen ist.

Der ADC muss eine hohe Auflösung und möglichst exakte Linearität aufweisen. Bei dem in der vorliegenden Arbeit zur Anwendung kommenden Dynamikbereich von 70 dB ist somit eine ADC-Auflösung von mindestens 12 Bit notwendig. Der höchste zulässige Linearitätsfehler beträgt dabei $\frac{1}{2}$ LSB (LSB = niedrigstwertiges Bit).

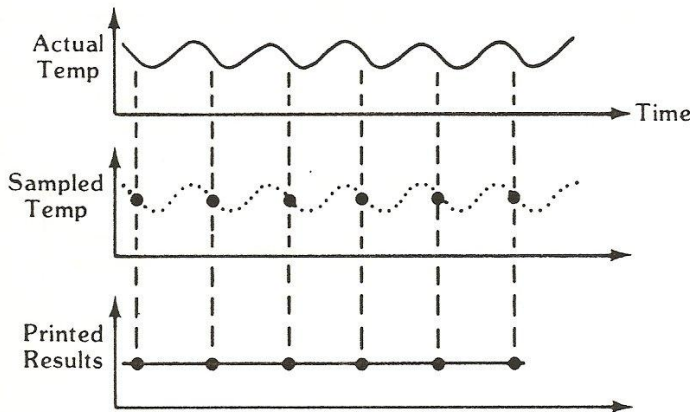
Das Hauptproblem hierbei besteht in der Verarbeitungsgeschwindigkeit. Genauigkeiten dieser Größenordnung werden zwar von guten Digitalvoltmetern sogar noch übertroffen, doch sind sie für die Zwecke der Dynamik-Signal-Analyse mit Abtastraten im Bereich von 1000 pro Sekunde viel zu langsam.

Abtastraten eines typischen FFT-Analysators liegen in einer Größenordnung von 100 000 pro Sekunde.

Aliasing

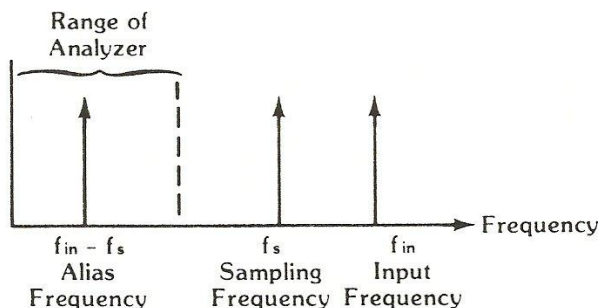
Der als Aliasing bezeichnete Effekt in allen zeitdiskreten Systemen ist der Grund für die hohen erforderlichen Abtastraten.

Als Aliasing-Effekt wird der durch die zeitdiskrete Abtastung hervorgerufene Auswertefehler bezeichnet. Da ein analoges Signal aus unendlich vielen Werten besteht, bei der Digitalisierung jedoch nur ein endlich großer Anteil der Werte erfasst wird, entstehen „Lücken“ zwischen den zeitdiskreten Werten. Ist die Abtastrate nicht um ein genügend großes Vielfaches höher als die Signalperiode, so kommt es zu verfälschten Ergebnissen. Bild 2-18 zeigt die mögliche Folge einer zu kleinen Abtastrate.



- Bild 2-18: Auswirkung einer zu kleinen Abtastrate /4/

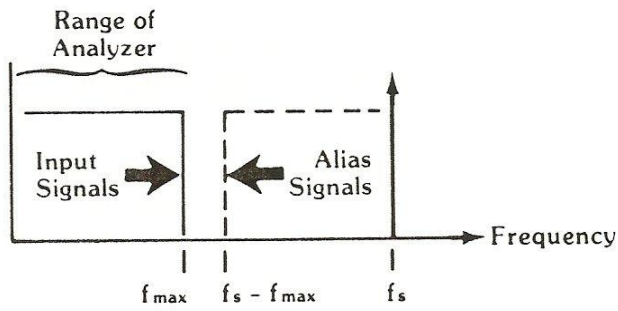
Die so erhaltene Frequenz ist ein Mischprodukt aus Signalperiode und Abtastrate. Dieses Mischprodukt wird als Aliasing-Komponente bezeichnet und errechnet sich aus der Differenz von Signalperiode und Abtastrate. (Bild 2-19)



- Bild 2-19: Auswirkung des Aliasing-Effektes /4/

Sind Signalperiode und Abtastrate gleich, so ergibt sich als Differenz der Wert 0, was für die Aliasing-Komponente eine konstante Signalamplitude mit einer Frequenz von 0 Hz bedeutet.

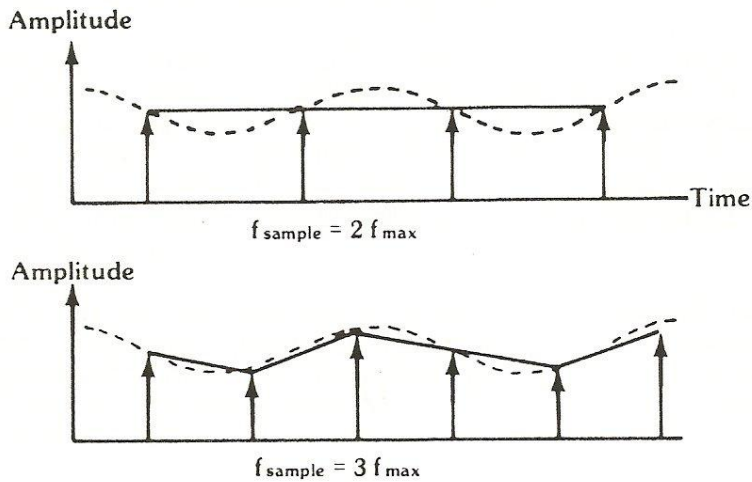
Ab einer Verdoppelung der Abtastrate gegenüber der höchsten vorkommenden Signalfrequenz verschwindet der Aliasing-Effekt, wie in Bild 2-20 zu sehen, da die Aliasing-Komponenten außerhalb des Frequenzbereiches des Eingangssignales liegen und somit vom FFT-Analysator ausgefiltert werden können, wenn dessen Signalfrequenzbereich entsprechend den Eingangssignalen gewählt wird.



- Bild 2-20: Aliasing-Komponente außerhalb des Messbereichs /4/

Die Filterung der Aliasing-Produkte übernimmt ein hinter der Abtast-/Halte-Schaltung befindlicher Tiefpassfilter oder der FFT-Prozessor, welcher als Tiefpass wirkt.

Diese Bedingung für die Höhe der Abtastrate wird als Nyquist-Kriterium bezeichnet (Bild 2-21). Es beinhaltet die Tatsache, dass eine genau doppelt so hohe Abtastrate wie Signalfrequenz keine Auswertung erlaubt, eine geringfügig größere als doppelt so hohe Abtastrate bereits alle erforderlichen Informationen liefert.



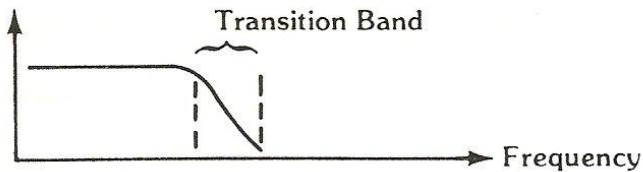
- Bild 2-21: Nyquist-Kriterium in der Zeitebene /4/

Bei den in der Praxis vorkommenden Anwendungen ist das Eingangssignal in der Regel nicht bandbegrenzt. Starke Störeinflüsse durch das Netz können zum Beispiel in das Messsystem eingestreut und in den Messfrequenz-Bereich transformiert werden. Diese Beeinflussung muss durch einen steilflankigen Tiefpass, welcher vor der Abtast-/Halte-Schaltung angeordnet wird, verhindert werden. Diese Filter werden als Anti-Alias-Filter bezeichnet.

Reale Filter sind jedoch im Übergangsbereich Sperren/Öffnen nicht exakt genug, um eine optimale Ausfilterung zu erreichen (Bild 2-22). Starke Signale im Übergangsbereich können störende Alias-Produkte hervorrufen.



a) Ideales Anti-Alias-Filter



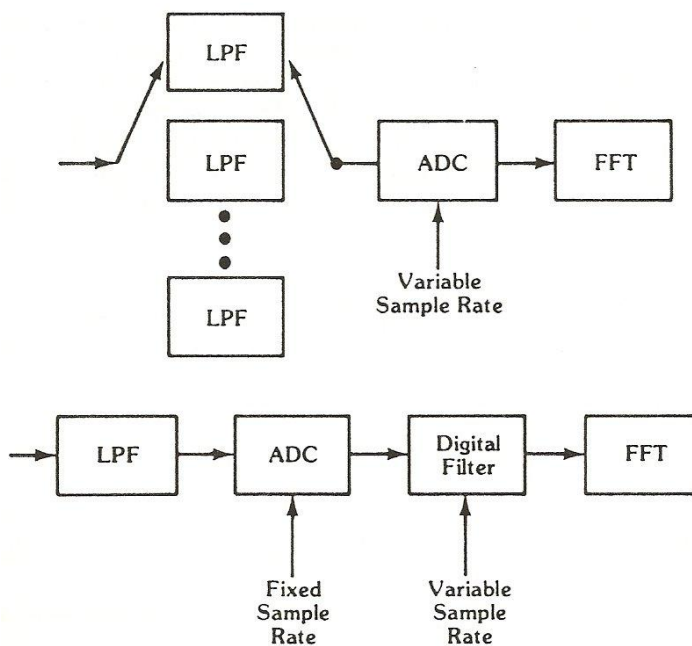
b) Reales Anti-Alias-Filter

- Bild 2-22: Idealer / Realer Filter /4/

Abhilfe schafft die Festlegung der Abtastrate auf den doppelten Wert der oberen Grenze des Tiefpass-Übergangsbereiches. Dadurch ergibt sich je nach Güte des Filters eine Abtastrate, die den 2,5- bis 4-fachen Wert der höchsten vorkommenden Signalfrequenz aufweist. Ein durchschnittlicher ADC in einem 25-kHz-FFT-Spektrum-Analysator ist mit 100 kHz getaktet.

In Kapitel 2.2.1 wurde darauf hingewiesen, dass bei einem FFT-Analysator die Messbandbreite über die Wahl der Abtastrate erfolgen muss. Aus obigen Ausführungen folgt somit, dass bei einer Verringerung der Abtastrate auch die Grenzfrequenz des Anti-Alias-Filters herabgesetzt werden muss. Um eine möglichst große Flexibilität der Messbandbreite zu erreichen, sind pro Kanal mindestens 12 Anti-Alias-Filter mit hohen Qualitätsanforderungen insbesondere in den Übergangsbereichen erforderlich.

Beim Einsatz von Digitalfiltern verringert sich die Anzahl der benötigten Filtersätze bei gleichzeitiger Beibehaltung der maximalen Abtastrate des ADC. Die Digitalfilter werden dem ADC nachgeschaltet, wodurch die Filterung und Abtastraten-Reduktion erst hinter dem ADC erfolgt. Bild 2-23 zeigt die prinzipielle Anordnung der Filter.



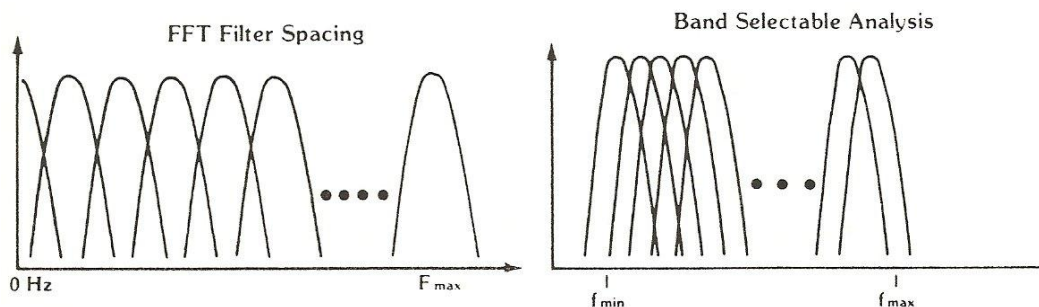
- Bild 2-23: Blockdiagramm Analog- und Digitalfilter /4/

Zoom-Funktion

Um die Identifikation von schwächeren Signalen trotz benachbarter starker Signale zu ermöglichen, wird ein sogenannter BSA-Modus (Band Selectable Analysis, Analyse innerhalb eines wählbaren Frequenzbandes) integriert.

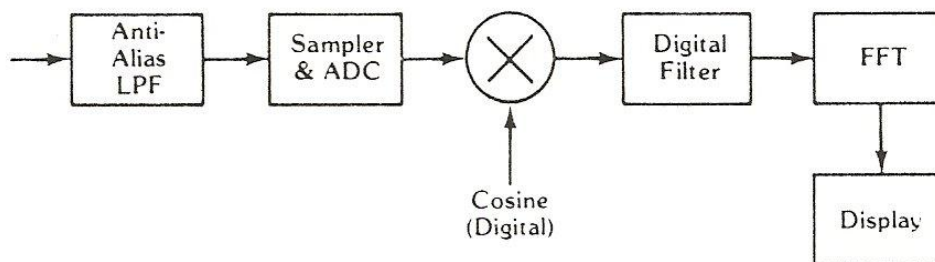
Das Problem ist, dass schwache Signale mit der Notwendigkeit großer Abtastraten bei einer Bildschirmauflösung von 401 Bildpunkten nicht mehr zu identifizieren wären. Beträgt dazu die Frequenz eines solchen Seitenbandes beispielsweise nur 0,25 % der Grundfrequenz, so würde der Abstand der Frequenzlinien auf einem 10-cm-Bildschirm nur 0,25 mm betragen.

Die Lösung wird durch die Reduzierung des Messbandbereiches auf den interessierenden Bereich durch die BSA-Funktion ermöglicht. Wie Bild 2-24 zeigt, werden die Unter- und Obergrenzen des Bereiches innerhalb dessen die Filter-Mittelfrequenzen verteilt sind, entsprechend verschoben.



- Bild 2-24: Hochauflösende Messungen mit BSA-Funktion /4/

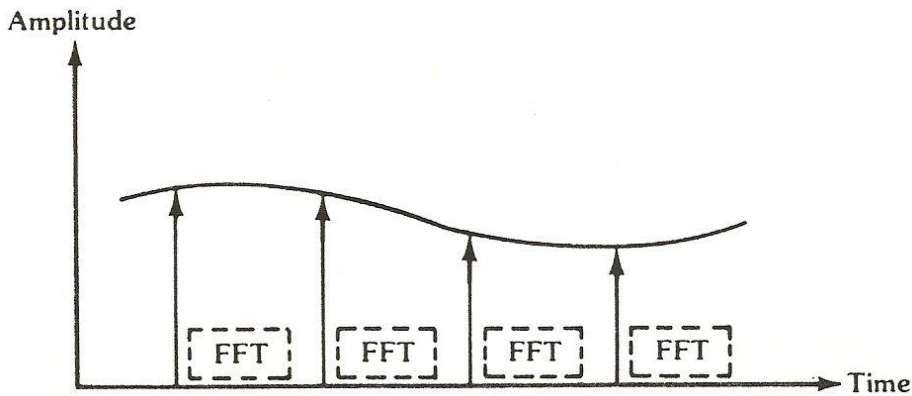
Realisiert wird die BSA-Funktion durch die Umsetzung des Originalsignals in den gewünschten FFT-Messbereich durch einen Mischer, welcher ein digitaler Multiplizierer ist und bei dem das Originalsignal als eine Summe von Abtastwerten repräsentiert wird (Bild 2-25). Das Überlagerungssignal ist eine Zahlenfolge, die ein Sinus- und Kosinussignal repräsentiert. Die digitale Mischung mit einem genauen und hochstabilen Überlagerungssignal ergibt eine ebenso genaue und stabile Zoom-Darstellung.



- Bild 2-25: Blockdiagramm Analysator mit BSA-Funktion /4/

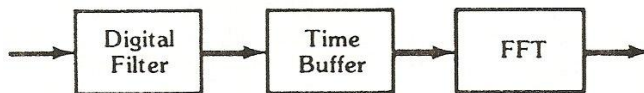
Echtzeit-Bandbreite

Ein weiterer Faktor bei der Anwendung von FFT-Analysatoren ist die Frage nach der Rechenzeit. Die gesampelten Zeitdatensätze müssen entweder sofort und in Echtzeit verarbeitet, oder in Speichern „zwischenlagert“ werden. Ist die Rechenzeit kürzer als das Abtastintervall, wie in Bild 2-26 dargestellt, so ist die Echtzeit-Bandbreite ohne Auswirkung auf die Arbeitsweise des FFT-Analysators.



- Bild 2-26: Rechenzeit kürzer als Abtastintervall /4/

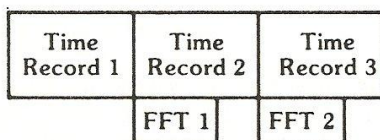
Bei kurzen Abtastintervallen, die von den Rechenzeiten überschritten werden, ist es notwendig, die Messdaten in einen Datenpuffer einzulesen (Bild 2-27). Im Kapitel 2.2.1 wurde bereits in einem anderen Zusammenhang auf diese Zeitdatenspeicher eingegangen.



- Bild 2-27: FFT-Analysator mit Zeitdatenpuffer /4/

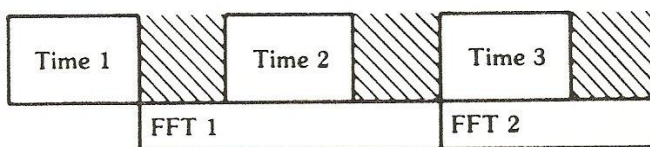
Bei langsamen zeitlich periodischen Vorgängen spielt die Rechenzeit keine Rolle, da in diesem Fall das Abtastintervall länger als die benötigte Rechenzeit sein wird.

Aufgrund der in Kapitel 2.2.1 gewonnenen Erkenntnisse erscheint es aber sinnvoll, auch bei langen Abtastintervallen auf die Zeitdatenspeicher zurückzugreifen, da während der blockweisen Datentransformation bereits neue Messwerte erfasst werden können. Vom Echtzeit-Betrieb wird daher bei den FFT-Analysatoren in dem Moment gesprochen, in dem die Rechenzeit kürzer ist als die zur Füllung des Zeitdatenspeichers benötigte Zeit. Bild 2-28 gibt hierfür ein Beispiel an.



- Bild 2-28: Echtzeit-Betrieb /4/

Wird der FFT-Analysator nicht im Echtzeit-Betrieb verwendet, so gehen bei der Transformation Daten verloren. Der Grund dafür ist, dass der Zeitdatenspeicher gefüllt ist, bevor die Rechenoperation abgeschlossen ist. Die Speicherung von Messdaten muss daher unterbrochen werden, bis die Transformation beendet ist. Bild 2-29 zeigt, dass in dieser Wartezeit Signalinformationen verloren gehen.



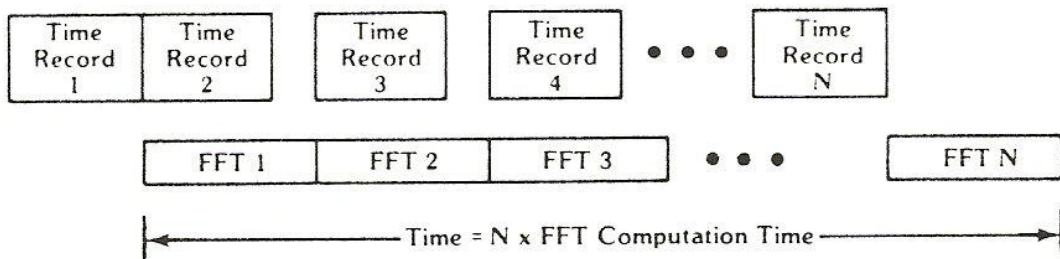
- Bild 2-29: Nicht-Echtzeit-Betrieb /4/

Die Länge der Zeitdatensätze ist, wie in Kapitel 2.2.1 ausgeführt, abhängig von der Messbandbreite. Mit steigender Messbandbreite werden die Zeitdatensätze immer kürzer. Sind die Rechenzeit und die Länge des

Zeitdatensatzes identisch, ist die Echtzeit-Bandbreite des FFT-Analysators erreicht. Sollen keine Signalinformationen verlorengehen muss gewährleistet sein, dass die gewählte Messbandbreite innerhalb der Echtzeit-Bandbreite liegt.

Die erforderliche Echtzeit-Bandbreite kann nicht allgemeingültig festgelegt werden, da sie sehr stark von der Art der Anwendung abhängig ist. Für den vorliegenden Anwendungsfall sind zwei Aspekte von Interesse.

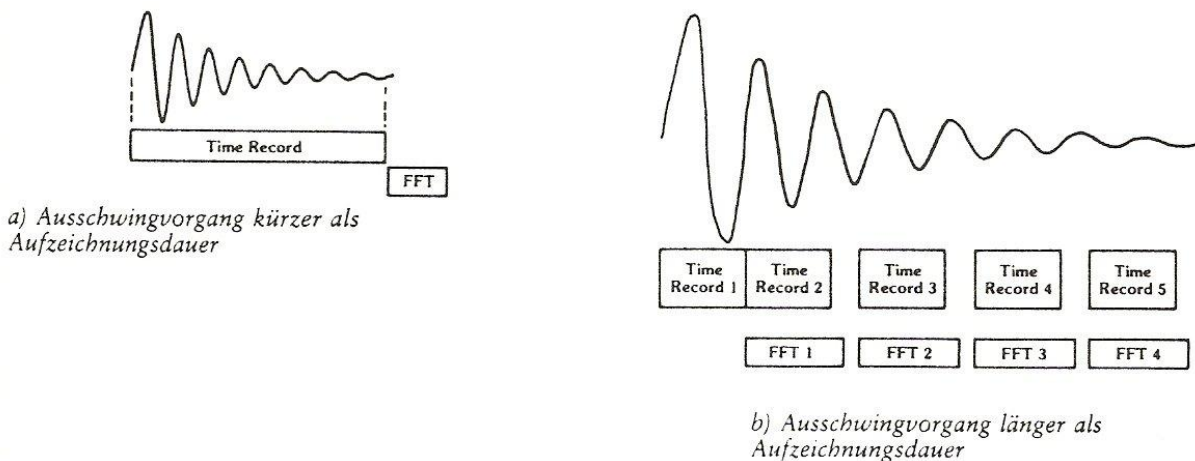
Bei RMS-gemittelten (Root-Man-Square) Messungen beeinflusst die Echtzeit-Bandbreite die erforderliche Mindest-Messzeit. Bei Messbandbreiten oberhalb der Echtzeit-Bandbreite ist die Dauer der für N Mittelungen benötigten Zeit nur von der für die Berechnung der N Transformationen aufgewendeten Zeit abhängig. Die Mittelungszeit kann durch Erhöhung der Messbandbreite nur bis zu einem bestimmten Messwert gesenkt werden. (Bild 2-20)



- Bild 2-30: RMS-Mittelungszeit /4/

Für die RMS-Mittelung ist eine geringe Echtzeit-Bandbreite nur in dem Fall kritisch, da über eine große Messbandbreite eine große Anzahl von Mittelungen durchgeführt werden muss.

Wesentlich kritischer wirkt sich eine geringe Echtzeit-Bandbreite auf Impulsmessungen aus, bei denen die Impulsdauer die Länge eines Zeitdatensatzes überschreitet. Dies kann dazu führen, dass Impulsanteile nicht mehr analysiert werden können (Bild 2-31). Bei sehr hochfrequenten Impulskomponenten muss daher die Echtzeit-Bandbreite und damit die Länge des Zeitdatensatzes so gewählt werden, dass die vollständige Impulsperiode in einen Zeitdatensatz gespeichert werden kann.



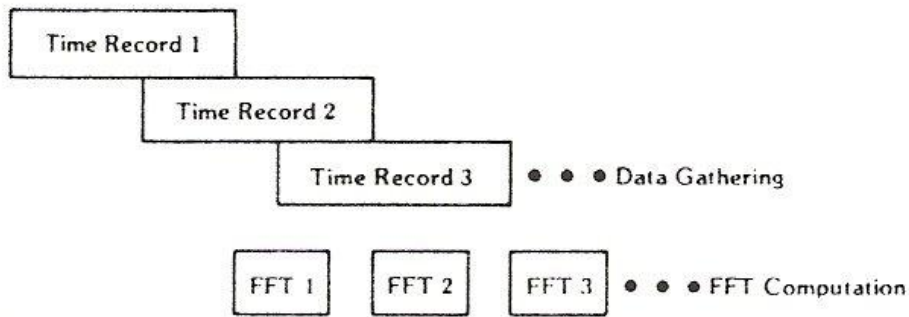
a) Ausschwingvorgang kürzer als Aufzeichnungsdauer

b) Ausschwingvorgang länger als Aufzeichnungsdauer

- Bild 2-31: Impuls-Analyse /4/

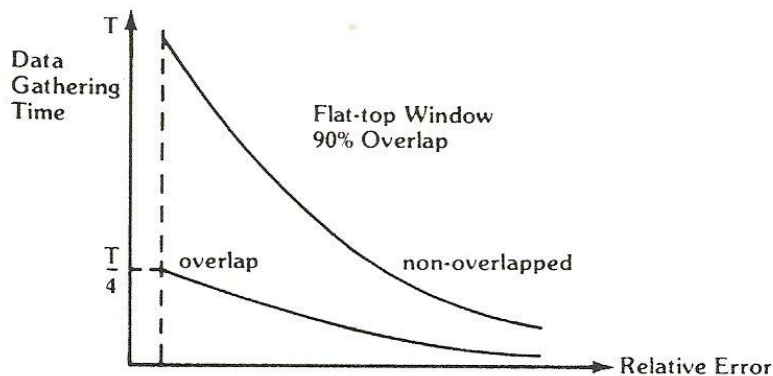
Überlappende Zeitdatenverarbeitung (Overlap Processing)

Sie stellt die Lösung für durch zu kleine Echtzeit-Bandbreiten aufgeworfene Anwendungsprobleme dar. Im Grunde stellt dies eine Mischung aus sofortiger und gepufferter Datentransformation dar. Es wird also nicht erwartet, bis der Zeitdatenspeicher gänzlich gefüllt ist, sondern es werden die bereits erfassten Messdaten nach einer abgeschlossenen Umrechnung während der weiteren Füllung des Speichers bereits zur Transformation weitergeleitet. Durch diese Arbeitsweise entstehen keine Rechenpausen des FFT-Analysators.



- Bild 2-32: Überlappende Zeitdatenverarbeitung /4/

Die bei der RMS-Mittelung entstehende Rechenzeit kann durch die überlappende Zeitdatenverarbeitung erheblich reduziert werden. Fensterfunktionen, auf die im Kapitel 3.1 noch näher eingegangen wird, bewerten Abtastwerte gegen Anfang und Ende des Erfassungszeitraumes immer geringer bis zur völligen Ignorierung. Diese durch die Erfassung dieser Randdaten „vergeudete“ Zeit wird durch das Overlap Processing größtenteils eingespart (Bild 2-32). Da einige der überlappten Daten zweimal verwendet werden, sind zur Erzielung einer vorgegebenen Varianz mehr Mittelungen notwendig, als im nicht-überlappten Betrieb (Bild 2-33).



- Bild 2-33: RMS-Mittelungszeit bei Overlap Processing /4/

3 ANALYSE MATERIALSPEZIFISCHER EINFLÜSSE AUF VERSCHIEDENE SCHWINGUNGSSYSTEME

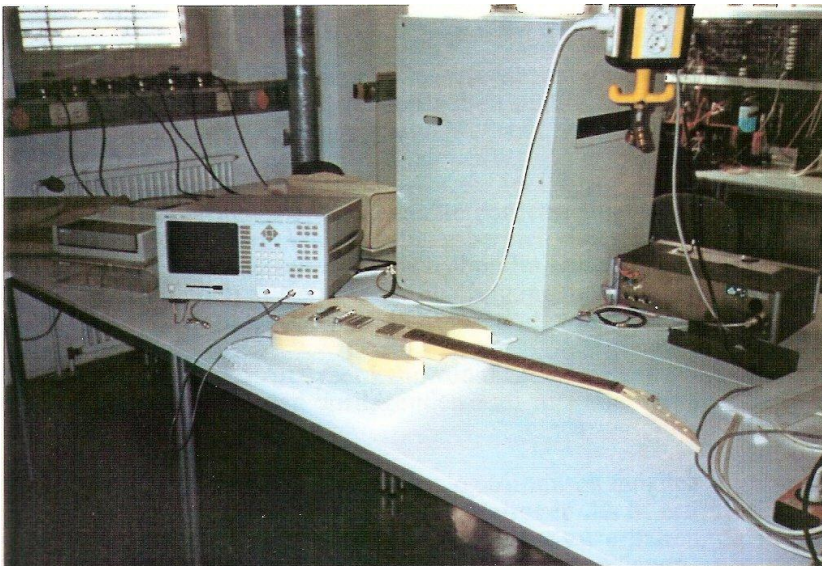
3.1 Versuchsaufbau

3.1.1 Beschreibung der Messanlage /4/

Die gesamte Messanlage, die in vorliegender Arbeit eingesetzt wurde, ist aufgrund der verwendeten Geräte äußerst einfach und überschaubar.

Das Kernstück der Mess- und Auswerteinrichtungen ist der Dynamic Signal Analyzer HP 35660A, welcher die von den Tonabnehmern aufgenommenen elektrischen Frequenzgemische sammelt, auswertet, aufbereitet und am integrierten Bildschirm ausgibt. Darüber hinaus bietet er die Möglichkeit, die Messergebnisse für spätere Nachbereitung auf Diskette zu speichern.

Der Dynamic Signal Analyzer kann zwar in einem Rechnerverbund betrieben werden, ist aber wie in vorliegendem Fall in der Lage, als System Operator Peripherie-Geräte wie Drucker und Plotter anzusteuern und so die Ausgabe auf Papier zu ermöglichen. Bild 3-1 zeigt die räumliche Anordnung am Messplatz.



- Bild 3-1: Foto Messplatz

Die zu analysierenden Elektrogitarren wurden liegend auf einer 50 mm dicken Styroporplatte mit frei ragendem Hals vermessen. Diese Anordnung gewährleistete gleichbleibende Messbedingungen in Bezug auf mechanische Umgebungsresonanzen und stellte gleichzeitig die Vergleichbarkeit der Untersuchungsergebnisse sicher. Während der Messvorgänge standen die zu untersuchenden Objekte mit keinen weiteren Medien in Kontakt.

Probemessungen mit anderen Auflagematerialien wie Schaumstoff, Wellkarton bzw. ohne Zwischenmedium unmittelbar auf dem Labortisch ergaben keine brauchbaren Messbedingungen.

Der Anschluss der Instrumente erfolgte über ein abgeschirmtes 50 cm langes Koaxialkabel, welches gitarrenseitig an der dafür vorgesehenen 6,35 mm Klinkenbuchse angeschlossen wurde. Die analyserseitige Verbindung stellte der standardmäßige BNC-Stecker für Messleitungen her.

Die Messungen erfolgten sämtlich bei Raumtemperatur von 19...21 °C zwischen 14.00 und 18.00 Uhr. Die zeitliche Einhaltung der Messreihen sollte Netzeinstreuungen auf die Untersuchungsergebnisse durch unterschiedliche Verbraucherlasten ausschließen oder zumindest minimieren. Messungen zu anderen Tageszeiten ergaben zumeist höhere Random-Noise-Anteile im Frequenzspektrum.

Während der Messreihen waren keine in unmittelbarer Nähe befindlichen elektrischen oder elektronischen Geräte außer den für die Untersuchung erforderlichen Apparaturen in Betrieb. Die Laborbeleuchtung wurde während sämtlicher Messungen nicht verändert.

3.1.2 Definition des Arbeitspunktes des Analyzers /4/7/

Der Dynamic Signal Analyzer ist ein äußerst vielseitig verwendbares Messsystem. Für die Durchführung der vorliegenden Arbeit musste zunächst ein sinnvoller Arbeitspunkt gewählt und eine geeignete Messroutine erstellt werden, um somit brauchbare Ergebnisse zu erzielen.

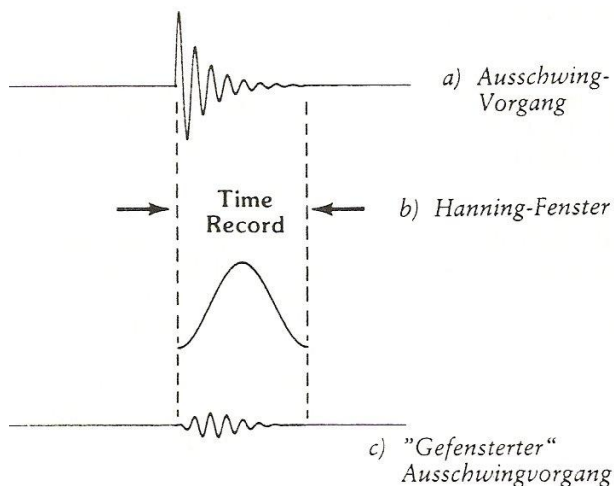
Bei der Wahl des Frequenzbereiches musste berücksichtigt werden, dass es sich um Messungen im akustischen Wahrnehmungsbereich eines Menschen handelt. Der Hörbereich eines Erwachsenen liegt nach oben im Durchschnitt bei ca. 17 kHz als Einzelfrequenz. Handelt es sich bei der Schwingung um eine Oberwelle, so können Frequenzen bis 22 kHz als Klangfarbe (Koloration) wahrgenommen werden.

Der Frequenzbereich des Analyzers kann von 0...102,4 kHz in binären Abstufungen gewählt werden. Der für den vorliegenden Fall in Frage kommende Bereich ist somit 0...25,6 kHz.

Die Skalierung der Achsen ist linear oder logarithmisch möglich. Auf der Abszisse wird die Frequenz in linearer Skalierung aufgetragen. Es ist erforderlich, über das gesamte Spektrum eine gleichbleibende Auflösung zu erhalten, da in jedem Bereich Änderungen des Schwingungsverhaltens auftreten können.

Die Ordinate, welche die Amplitude der Frequenzen trägt, wird in logarithmischer Darstellung ausgeführt.

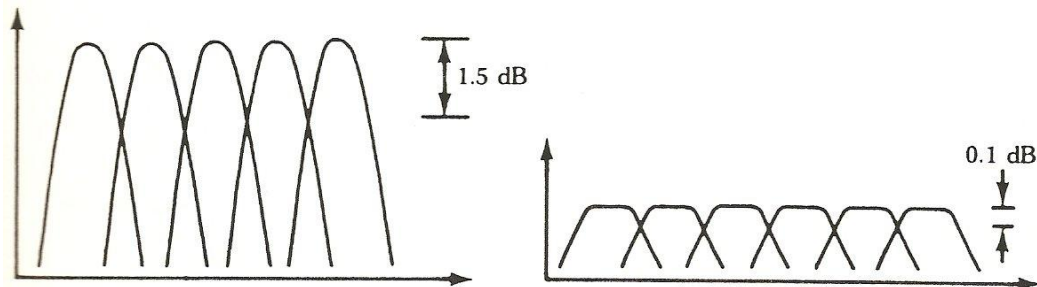
Um zu erreichen, dass der FFT-Algorithmus den inneren Teil des erfassten Signalabschnittes stärker bewertet als die Ränder, um so dem korrekten Ein-Linien-Spektrum näher zu kommen, muss der Zeitebenen-Abschnitt mit einer Zeitfunktion multipliziert werden. Dieser Vorgang, in Bild 3-2 dargestellt, wird Fensterung genannt. Die zur Verfügung stehenden Darstellungsformen des Analyzers sind nun das Hanning-Window und das Flat-Top-Window. Diese beiden Windows unterscheiden sich durch die Auflösungspriorität des Rechners.



- Bild 3-2: Nicht gefensterter / gefensterter Ausschwingvorgang

Beim Hanning-Window liegt die größere Genauigkeit bei der Frequenz. Die größtmögliche mit HP 35660A erzielbare Auflösung beträgt 0,000244 Hz. Bei der gewählten Breite des Frequenzspektrums würde dies eine Auflösung von 0,062 % bedeuten. Ausserdem ergibt sich durch die in Kapitel 2.2.3 beschriebene Fensterung mittels des Hanning-Windows in manchen Fällen ein Amplitudenfehler von bis zu 1,5 dB bzw. 16 %. Dies ist bei den unter Umständen nur geringen Einflüssen der Materialien auf das Frequenzspektrum ein unzulässig großer Fehler.

Das Flat-Top-Window legt die Auflösungspriorität auf die Darstellung der Amplitude. Hierbei wird kein Messbereich voreingestellt, sondern lediglich der Ausschnitt aus dem Amplitudenspektrum festgelegt. Die Empfindlichkeit des Analyzers wird vom Messsystem in Abhängigkeit vom Input-Level automatisch eingestellt. Diese Möglichkeit der Fensterung reduziert den Amplitudenfehler auf 0,1 dB bzw. 1 %, was eine Verbesserung gegenüber dem Hanning-Window um 1,4 dB bedeutet. Bild 3-3 verdeutlicht diese Unterscheidung.



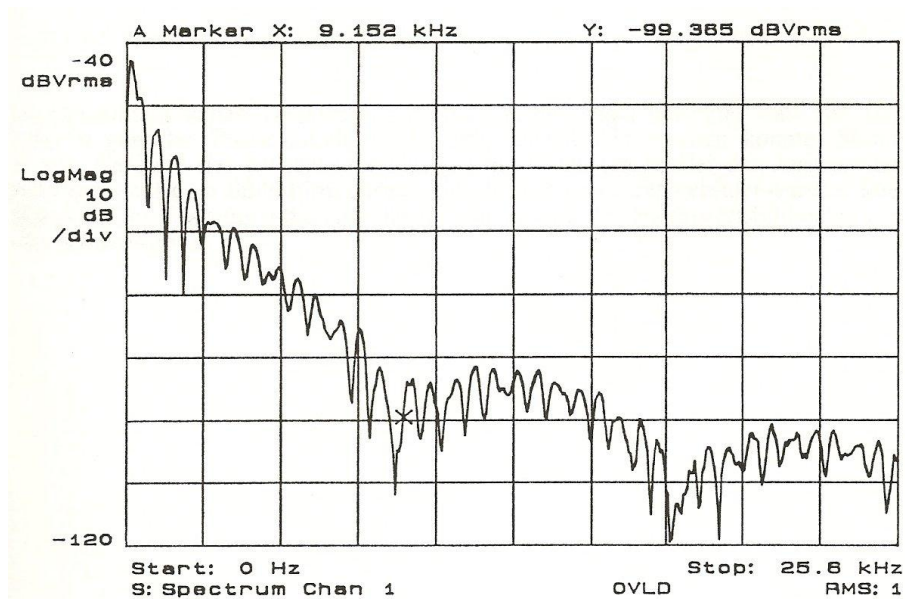
- Bild 3-3: Hanning- / Flat-Top-Durchlasskurven

Aufgrund der maximalen Bildschirmauflösung von 401 Bildpunkten für die Frequenz kann dieser leichte Nachteil ohne weiteres in Kauf genommen werden. Somit wurde die Darstellungsform des Flat-Top-Windows gewählt. Darüber hinaus ergab sich im Laufe der Messreihen, dass die latent vorhandenen Random-Noise-Erscheinungen eine absolute Frequenzbewertung unmöglich machten.

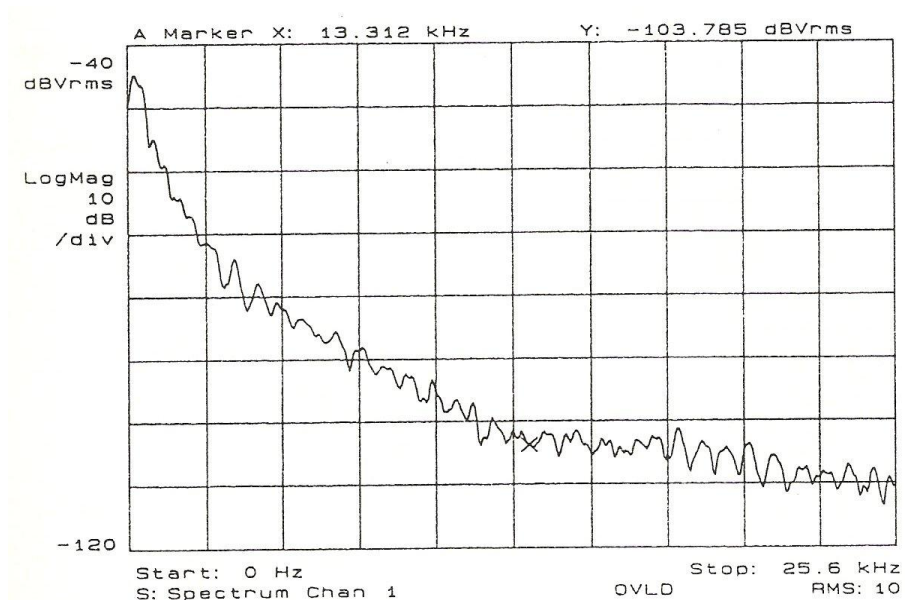
In diesem Zusammenhang steht auch die Option des Averaging (Mittelung). Bei der Analyse von Musiksignalen und mechanischer Vibrationen sind diese Signale nicht deterministischer Natur, sondern mit einem nicht zu vernachlässigbaren Rauschen behaftet. Somit muss die Genauigkeit der Ergebnisse verbessert werden. Diese Möglichkeit wird durch die Mittelung gegeben.

Der HP 35660A bietet hierzu zwei Alternativen, die RMS-Mittelung und die lineare Mittelung. Bei der RMS-Mittelung handelt es sich im Prinzip um dieselbe Mittelung wie beim optischen Abschätzen des Mittelwertes, d.h. es wird die Mittelwertbildung von Spektralkomponenten über mehrere Erfassungsperioden hinweg durchgeführt. Darüber hinaus werden aber nicht nur die Beträge, sondern auch die relativen Phasenlagen der einzelnen Komponenten berücksichtigt. Die Anzahl der Mittelungen kann vom Betreiber bestimmt werden, da mit steigender Zahl der Mittelwertbildungen das Rauschen um so stärker unterdrückt wird.

Der Nachteil bei der vorliegenden Anwendung besteht darin, dass zwar der Rauschanteil verringert wird, die Ausprägung der Amplituden jedoch ebenfalls zurückgeht. Bereits bei einer Anzahl von 10 Mittelungen wurde die Messkurve bereits so stark geglättet, dass keine eindeutige Interpretation mehr möglich war (Bild 3-4 und 3-5). Die Ursache dafür liegt darin, dass das Signal zwar periodisch, aber abklingend ist und somit von der Averaging-Funktion ebenso geglättet wird.

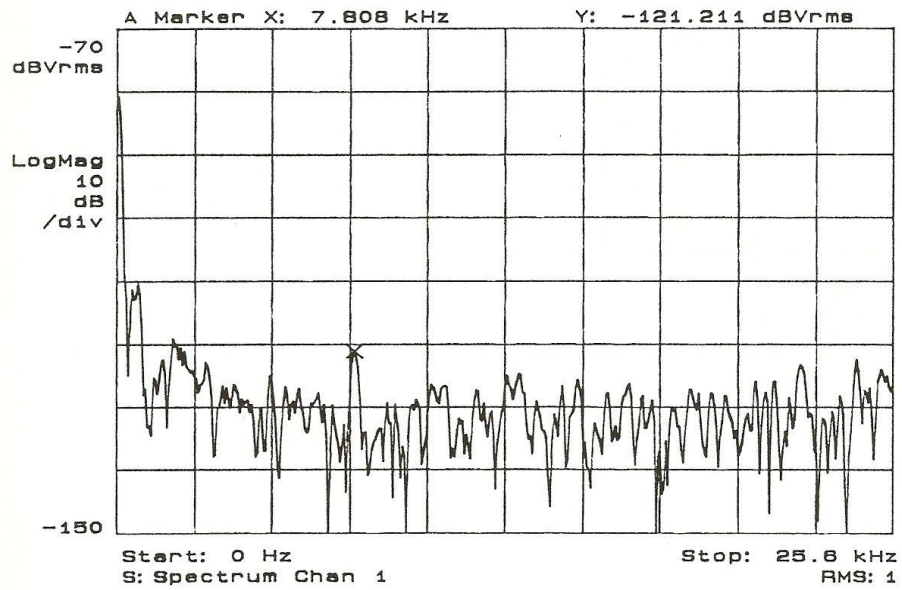


- Bild 3-4: Gitarre Alabama ES 335, Schwingungserfassung in Stegposition, RMS = 1

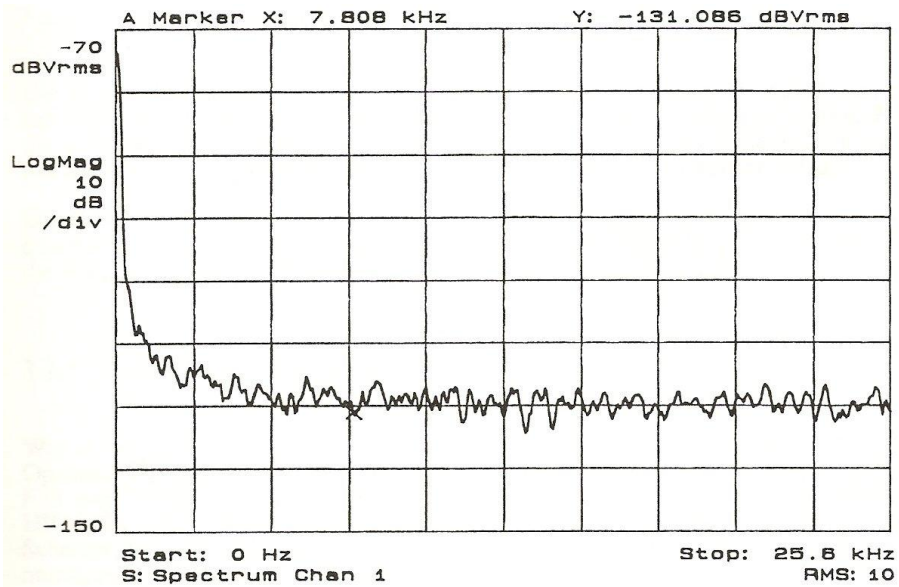


- Bild 3-5: Gitarre Alabama ES 335, Schwingungserfassung in Stegposition, RMS = 10

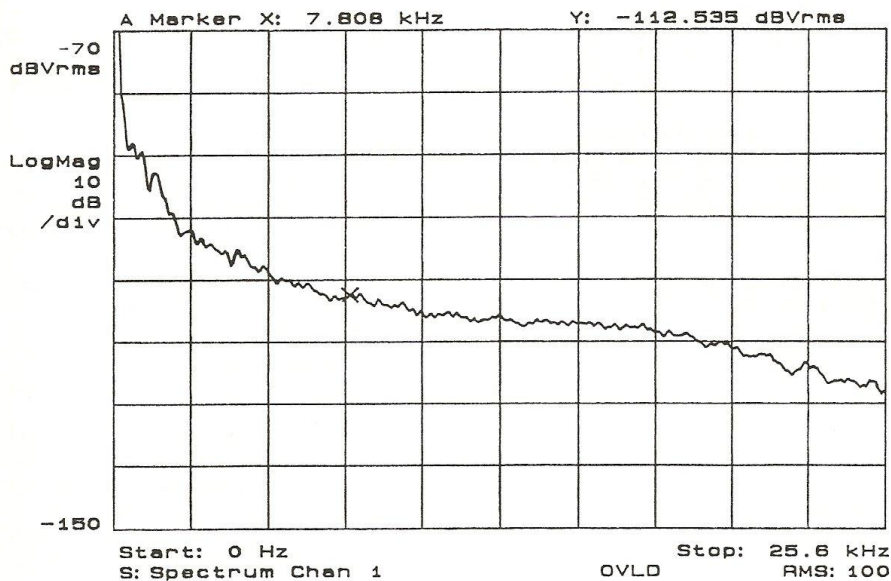
Darüber hinaus haben Testmessungen ergeben, dass sogar bei einer Zahl von 100 Mittelungen der Rauschanteil nicht völlig unterdrückt werden konnte. Somit wurde die Zahl der Mittelwertbildungen auf 1 festgelegt. Bei der Auswertung muss dann auf dem Bildschirm optisch eine Mittelwertkurve gebildet werden. Die Bilder 3-6 bis 3-8 zeigen die Auswirkung der Anzahl der Mittelwertbildungen auf das Rauschsignal.



- Bild 3-6: Random-Noise-Messungen mit $RMS = 1$



- Bild 3-7: Random-Noise-Messungen mit $RMS = 10$



- Bild 3-8: Random-Noise-Messungen mit RMS = 100

Die zweite Möglichkeit des Averaging ist die lineare Mittelung. Sie würde zusätzlich eine Verbesserung des Signal- / Rauschabstandes der Messung ergeben. Für die vorliegende Anwendung ist dies jedoch ohne Bedeutung, da diese Methode ein mit dem periodischen Signalanteil synchrones Triggersignal erfordern würde.

Die Triggerung erfolgt über die Option ‚Channel 1 Trigger‘ was bedeutet, dass bei Erscheinen des Signales die Triggerung gestartet wird. Somit ist gewährleistet, dass die Triggerung bei allen Messungen zum gleichen Zeitpunkt erfolgt.

3.1.3 Anschluss der Ausgabegeräte /4/

Wie in Kapitel 3.1.1 beschrieben, ist der HP 35660A in der Lage, als System Operator periphere Ausgabegeräte anzusprechen und zu steuern. In vorliegendem Fall sind dies der Printer HP Think Jet mit der Printadresse 701 und der Plotter HP 7475A mit der Plotadresse 705. Angeschlossen wurden sie mit einem Schnittstellenkabel vom Typ IEC 488 und können wahlweise über den Analyzer menügesteuert angesprochen werden.

3.2 Referenzmessungen an handelsüblichen Objekten

Für die Untersuchungen an kommerziellen Instrumenten wurde eine möglichst repräsentative Auswahl getroffen, um einen Überblick über die vorkommenden Frequenzspektren zu erhalten und im Kapitel 4.1.1 eine Relation zwischen den Klangbildern und den erzielten Messergebnissen herstellen zu können.

Vermessen wurde jeweils nur die A-Saite mit einer Tonlagenfrequenz von 440 Hz und einer tiefsten Frequenz von 110 Hz. Diese Tonhöhe wurde gewählt, weil sie in der Musik einen besonderen Stellenwert einnimmt. Sie wird im Fachjargon als Kammerton A bezeichnet und stellt die Referenztonlage für alle Stimmvorgänge in der Musik dar.

Die Tonlagenkonstanz gewährleistete ein Quartz-Gitarrenstimmgerät der Firma Wittner vom Typ „GT 1“ mit einer Stimmgenauigkeit von +/- 0.06 %, welche durch einen Kristalloszillator sichergestellt wird. Die elektrische Verbindung zwischen Instrument und Stimmgerät stellte ein abgeschirmtes Klinken-Klinken-Kabel her, um akustische Einflüsse auf den Stimmvorgang auszuschliessen.

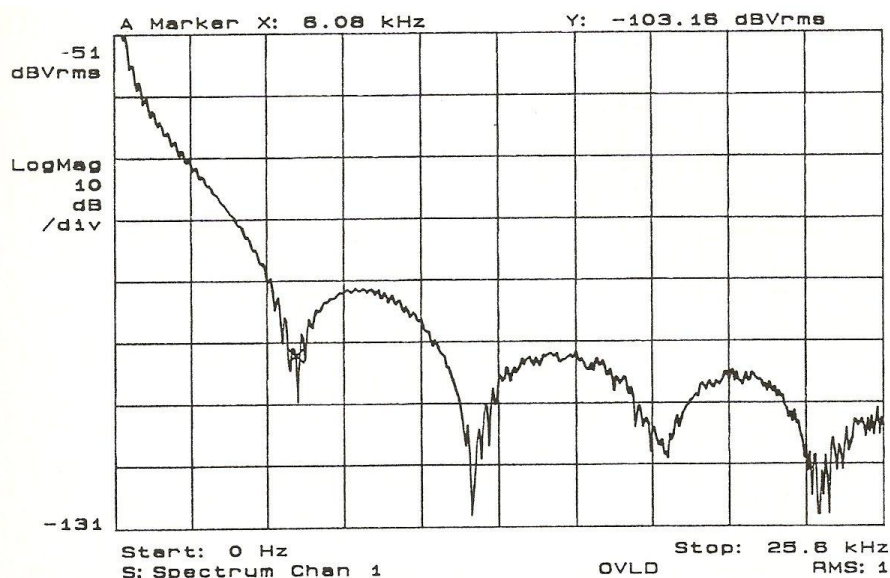
Die Messungen wurden mittels der in den Instrumenten montierten Tonabnehmer vorgenommen, um das typische Frequenzbild der jeweiligen Gitarre nicht zu beeinträchtigen. Dabei wurden jeweils dieselben Tonabnehmerschaltungen und -positionen vermessen, wie sie in den im Rahmen dieser Arbeit anzufertigenden Elektrogitarren zur Anwendung kommen. Dies ermöglichte es, eine möglichst hohe Vergleichbarkeit der Untersuchungsergebnisse zu erzielen.

Die Position des Tonabnehmers ist von entscheidender Bedeutung. Aus der Praxis ist bekannt, dass bereits eine geringfügige Veränderung des Ortes der Schwingungserfassung eine deutliche Änderung des Signales verursacht. Um diese Unterschiede zu verdeutlichen, wurden für die vorliegende Arbeit zwei Tonabnehmer-Positionen festgelegt. Dies war notwendig um aufzuzeigen, dass die zu erwartenden Ergebnisse nicht allgemeingültig für andere Untersuchungen ähnlicher Schwingungssysteme sein können, sondern nur unter Beibehaltung aller in dieser Arbeit festgelegter Randbedingungen gültig sind.

Der Ort der Schwingungserfassung befand sich immer 170 mm vom Steg entfernt. Initiiert wurde die Schwingung manuell mit einem Nylon-Plektrum der Firma Jim Dunlop mit einer Dicke von 1 mm. Die Gleichmäßigkeit der Anregung konnte aufgrund der langjährigen Spielpraxis des Verfassers vorausgesetzt werden, da eine definierte Anschlagweise Voraussetzung für versiertes Gitarrenspiel ist. Der Anschlagwinkel wurde mit ca. 70° konstant gehalten.

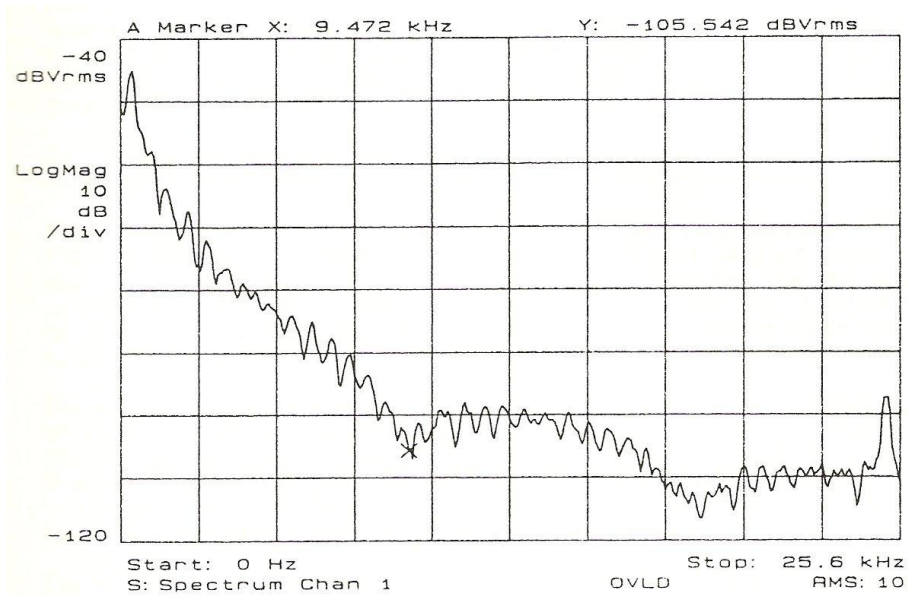
Eine Klang- oder Lautstärkenregelung wurde in keinem der gemessenen Fälle vorgenommen. Dabei würde lediglich bestimmte Frequenzen unterdrückt und somit verlorengehen. Eine Anhebung von Schwingungsamplituden ist aufgrund der ausnahmslos passiven Regeltechnik in Elektrogitarren nicht möglich.

Der Messvorgang beinhaltete eine visuelle Aussonderung einer repräsentativen Frequenzkurve aus acht aufeinander folgenden Messungen an einem Objekt. Dies war notwendig, um eventuelle ‚Ausreißer‘ unter den Messkurven zu eliminieren, wobei die Abweichungen im allgemeinen jedoch nur sehr gering waren. Im Falle von großen Unterschieden wurde die gesamte Messreihe wiederholt, bis die Ergebnisse zufriedenstellende Ähnlichkeiten aufwiesen. Ein Beispiel für eine ausgewählte Messkurve liefert Bild 3-9.

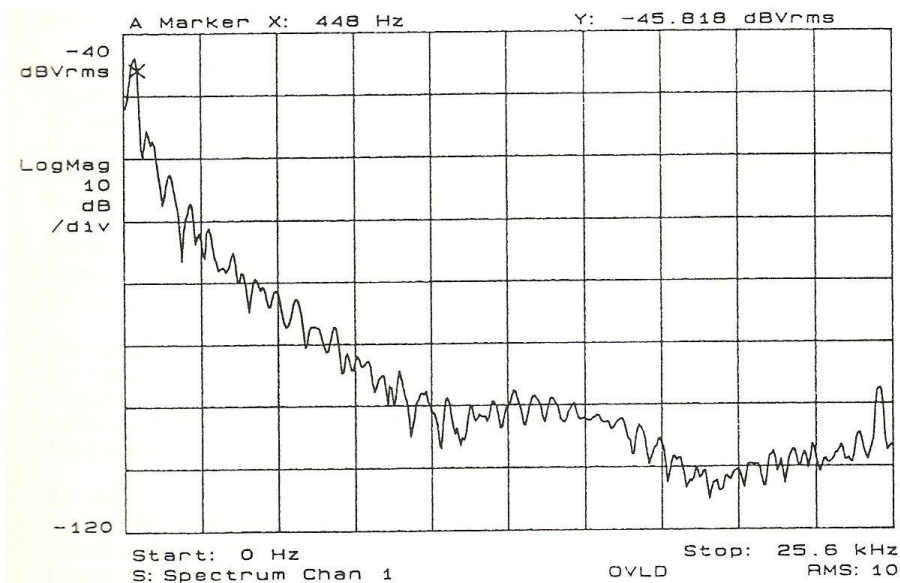


- Bild 3-9: Gitarre Fender Telecaster, Schwingungserfassung in Halsposition

Die Reproduzierbarkeit der Untersuchungsergebnisse wurde durch Wiederholungsmessungen zu späteren Zeitpunkten überprüft. Die dabei erzielten Vergleichsmessungen wiesen eine zufriedenstellende Übereinstimmung auf, wie die Bilder 3-10 und 3-11 zeigen.



- Bild 3-10: Gitarre Apeiron, Schwingungserfassung in Stegposition, Messung vom 24.09.92 (RMS = 10)



- Bild 3-11: Gitarre Apeiron, Schwingungserfassung in Stegposition, Messung vom 29.09.92 (RMS = 10)

Zunächst wurde das bereits in Kapitel 1 beschriebene Instrument vom Typ „LesPaul“ der Firma Gibson untersucht. Das Klangbild dieser Gitarre zeichnet sich vor allen Dingen durch eine ausgeprägte Mittenpräsenz aus, die beim Spiel eine starke, leicht verwaschen wirkende Basslastigkeit des Instrumentes bei Verwendung des Halstonabnehmers zeigt.

Bei Einsatz des Stegtonabnehmers tritt zwar eine Besserung bezüglich der Schärfe des Klangbildes ein, jedoch ist keine ausgesprochene Brillanz zu erzielen.

Neben diesem Instrument kam die Gitarre des Typs „Flying V2“ der Firma Gibson USA zum Einsatz. Dieses Instrument wurde vor allen Dingen aufgrund seines sehr vollen Klangbildes ausgewählt. Insbesondere unter Verwendung des Halstonabnehmers bildet die „V2“ einen Klangeindruck, der weder schrill noch mittig ist und keine ausgesprochenen Nuancierungen aufweist, sondern einfach einen vollen, runden Ton erzeugt.

Ein weiteres Messobjekt war die Gitarre „Stratocaster“ des Herstellers Blade. Dabei handelt es sich um eine Version der zur Zeit meist gebräuchlichen Elektrogitarre in der modernen Musik. Sie zeichnet sich durch eine

außerordentliche Brillanz des Klangbildes aus, was jedoch auf Kosten eines vollen, sonoren Bassanteiles geht. Daher sind die anwendenden Musiker gezwungen, dieses Manko auf elektronischem Wege durch Signalverstärkung auszugleichen.

Die nächste gewählte Elektrogitarre kam von der Firma Ibanez und trug die Bezeichnung „Roadstar II“. Dabei handelt es sich um eine Weiterentwicklung des Typs „Stratocaster“ mit einer verbesserten Mittenpräsenz durch Einsatz eines sogenannten aktiven Tonabnehmers, der durch eine im Korpus befindliche 9-Volt Batterie betrieben wird und somit aufgrund seiner Bauweise die Anhebung der Mitten- und Bassanteile im Frequenzspektrum zur Folge hat.

Das folgende Messobjekt war ein selbstgefertigter Prototyp mit der Bezeichnung „Apeiron“ der die Zielsetzung hatte, hohe Brillanz mit einer zufriedenstellenden Mittigkeit des Klangbildes zu kombinieren. Das dabei angewandte Wissen über Materialeigenschaften und Schwingungsverhalten stammte aus entsprechender Fachliteratur und Tabellenbüchern, war jedoch nicht gewährleistend für den Erfolg der Bemühungen.

Dieses Modell lieferte den Anstoß für die vorliegende Arbeit, um die Erfolgsaussichten einer derartigen Projektierung in Bezug auf das Klangbild eines Instrumentes zu optimieren.

Ein weiteres Instrument mit einem sehr prägnanten Klangcharakter ist ein Klassiker unter den Elektrogitarren mit der Bezeichnung „Telecaster“ aus dem Hause Fender. Berühmt wurde die „Tele“ mit ihrem leicht „gläsernen“ Sound, der unter anderem durch die Einbringung eines kleinen Resonanzraumes im oberen Teil des Korpus erreicht wurde.

Zu den Elektrogitarren gehören neben den bisher vermessenen Solid-Body-Gitarren (zu Deutsch: Massivkörper-Gitarren) auch die sogenannten halbakustischen Gitarren. Sie stellen eine Verbindung aus herkömmlichen Gitarren mit Resonanzkorpus mit der Tonabnehmertechnik der Solid-Body-Instrumente dar. Typisch ist hierbei die extrem flache Ausführung des Korpus mit einem massiven Holzteil mittig in Saitenrichtung der Gitarre, genannt „Log“. Diese Instrumente zeichnen sich durch einen sehr ‚bluesigen‘ Sound aus.

Als letztes Messobjekt wurde ein Vertreter der rein akustischen Gitarren mit Resonanzkorpus vermessen. Diese Instrumente weisen eine Brillanz im Klangbild aus, wie sie mit Solid-Body-Gitarren nicht zu erreichen ist. Trotzdem hat insbesondere das vorliegende Modell einen vollen Grundsound. Dieser Typ verwendet ein Tonabnahmesystem, das mit Piezo-Pickups arbeitet und die Schwingungen der Saiten direkt am Steg abnimmt. Dieses Prinzip hat keine Klangbeeinflussung zur Folge, wie es ein Tonabnahmesystem an Elektrogitarren verursachen würde.

3.3 Messungen an selbstgefertigten Objekten mit unterschiedlichen Materialkombinationen

Hier folgt nun eine Beschreibung des technischen Aufbaus der selbstgefertigten Objekte und die Variation der Materialkombinationen bei den verschiedenen Messreihen.

Dieses Kapitel nahm den größten zeitlichen Umfang der Arbeit ein, da die rein fertigungstechnischen Vorgänge und manuellen Verrichtungen sehr zeitaufwendig waren. Somit steht der Umfang der Beschreibungen dieser Vorgänge in keinem Verhältnis zum betriebenen Aufwand.

3.3.1 Fertigung der Objekte

Die in Kapitel 1.2.1 beschriebenen Basismaterialien Esche, Ahorn und Mahagoni wurden zu Bearbeitungsrohlingen umgearbeitet. Die Rohlinge bestehen aus 20 mm breiten, in Längsrichtung gegenmaserig verleimten Holzleisten. Die Dicke der Rohlinge beträgt einheitlich 32 mm.

Bei den Untersuchungen ohne Abdeckungen der Hohlräume wurde auf die Unterseite der Ausfräsung ebenso wie zur seitlichen Auskleidung selbstklebende Aluminiumfolie aufgebracht. Diese Metallfolie war zur Abschirmung von Rauscheinstrahlungen auf das Gehäuse des Analyzers gelegt und wurde auch bei den Messungen mit Abdeckplatten nicht entfernt.

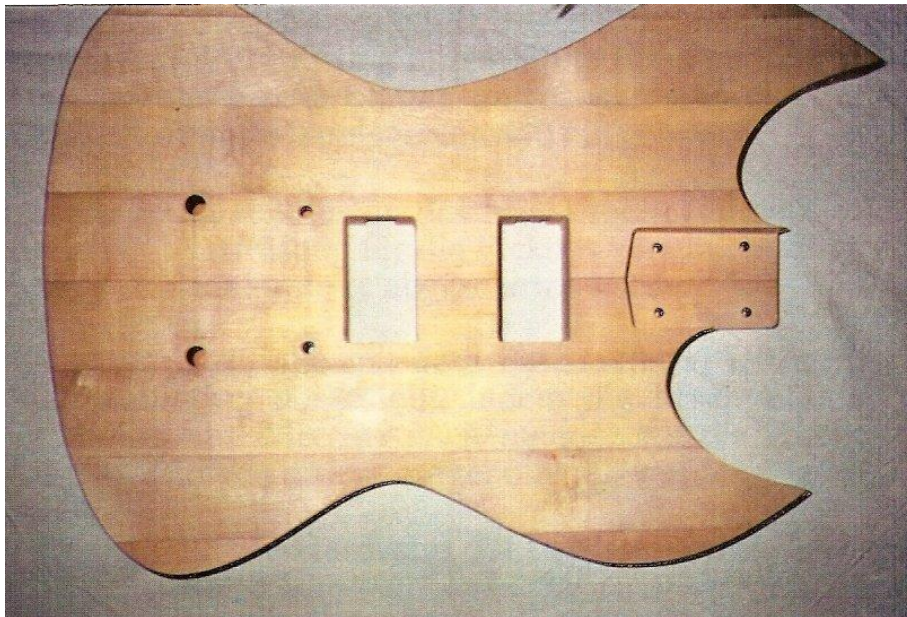
Die nunmehr zum Einsatz kommenden Tonabnehmer vom Typ „490 R“ und „490 T“ der Firma Gibson wurden bereits aufgrund des in Kapitel 1.2.3 festgelegten Klangbildes ausgewählt und beschafft. Sie sollten dem angestrebten Frequenzspektrum Vorschub leisten und sind bereits hinsichtlich des Ortes ihrer Montage elektrisch verschieden. Da sich aber das Augenmerk der Untersuchungen auf die Unterschiede zwischen den Materialien richtet ist es nötig, ihre individuelle Position konstant zu halten. Um dies für alle drei zu fertigenden Korpora zu gewährleisten, wurden als erster Bearbeitungsgang die Halsausparung und die Tonabnehmerausfräsungen herausgearbeitet, in denen dann die Pickups hängend und federnd gelagert befestigt werden.

Die Ausfräsungen wurden auf einer Universalfräsmaschine vom Typ „UF 1.5“ der Firma Fritz Werner vorgenommen. Diese Maschine ist CNC-Gesteuert und gewährleistete so die exakte Identität der drei zu fertigenden Korpora bezüglich der Ausfräsungen.

Das Bearbeitungsprogramm wurde mit Hilfe des Softwarepakets „HappyCAM“ erstellt und an die Fräsmaschine überspielt.

- *Anhang A2: Fräsprogramm Korpus*

Die äußere Geometrie der Korpora wurde nach dem Herstellen der Aussparungen mittels einer Schablone in Abhängigkeit der Ausfräsungen auf den Holzrohling übertragen und auf einer Bandsäge ausgeschnitten. Bild 3-12 zeigt die gewählte Form des Gitarrenkörpers.



- *Bild 3-12: Foto Korpus*

Die Oberfläche der Hölzer wurde jeweils mit Schleifpapier der Körnung 240 trocken bearbeitet und geometrische Abweichungen der drei Formen zueinander dadurch auch ausgeglichen.

Die Montage des Gitarrenhalses der Firma ESP erfolgte mittels Stahlschrauben der Größe 4 x 35 mm. Der Hals besteht seinerseits aus Esche und hat ein Palisandergriffbrett und Messing-Bundierung.

Die Halsschrauben steckten auf der Rückseite der Gitarre in einer Halsdruckplatte, die aus X22 CrNiN 1810 auf derselben Fräsmaschine wie die Korpora gefertigt wurde. Die Maße der Halsdruckplatte waren L x B x H 65 x 52 x 2 mm, sie wies vier 4 mm Bohrungen auf und trug das Logo des Verfassers.

- *Anhang A2: Bearbeitungsprogramm Halsdruckplatte*

Der Steg der Firma Gibson und der Saitenhalter der Firma Schaller wurden über die mitgelieferten Befestigungsteile verankert.

Die Stimm-Mechanik stammt aus dem Hause Gotho und der Sattel wird von der Firma TremNut hergestellt.

Für die Untersuchungen mit Abdeckplatten wurden diese mit fünf Holzschrauben der Dimension 2,5 x 16 mm plan auf der Korpus-Unterseite befestigt.

3.3.2 Messreihen mit Variation der Materialien

Zunächst wurde der Korpus aus dem Material Esche mit den nötigen Fertigteilen Hals, Halsdruckplatte, Steg, Saitenhalter, Mechanik und Tonabnehmer versehen. Danach wurde die zur Vermessung ausgewählte Saite mit einer Dicke von 0.035 Inch bzw. 0,889 mm der Firma Kaman aufgezogen und mit dem Quarz-Gitarrenstimmgerät auf die definierte Tonlage von 440 Hz gebracht.

Der Anschluss der Tonabnehmer an das Messkabel erfolgte über eine Lötverbindung, die dann in der Ausfräsung für die Pickups verstaut und durch die in Kapitel 3.3.1 beschriebene Aluminiumfolie abgeschirmt wurde.

Nach Abschluss einer Messreihe mit dem Basismaterial Esche wurde jeweils eine neue Materialkombination hergestellt, indem die beschriebenen Abdeckplatten aus Stahl, Aluminium und Messing nacheinander auf die Rückseite wie erwähnt montiert und die Messungen erneut aufgenommen wurden.

Nunmehr musste die gesamte Hardware der Fertigteile vom Eschenkorpus demontiert und auf das nächste zu untersuchende Basismaterial aufgebracht werden. In diesem Fall war dies das tropische Mahagoni. Die Variation der Abdeckplatten wurde wie im vorher beschriebenen Fall durchgeführt.

Mit dem Basismaterial Ahorn wurde entsprechend verfahren.

4 ERGEBNISSE UND AUSWERTUNG

In diesem Kapitel werden die erhaltenen Referenzmessungen hinsichtlich der Klangbilder klassifiziert, die materialspezifischen Untersuchungen analysiert und ein dem in Kapitel 1.2.3 festgelegten Klangbild entsprechendes Frequenzspektrum definiert. Schließlich wird eine diesem Frequenzspektrum Vorschub leistende Materialkombination ausgewählt.

4.1 Klassifizierung der Referenzmessungen

Um die erhaltenen Frequenzspektren interpretieren zu können, ist es notwendig die Messungen zu klassifizieren. Da es sich dabei um musikalische Eindrücke handelt, ist der einzige Anhaltspunkt das subjektive Empfinden des Klanges. Die im Folgenden verwendeten Begriffe zur Einordnung können somit unter Umständen von anderen beurteilenden Personen als irreführend oder falsch empfunden werden.

Um Personen ohne musikalische Vorbildung die Interpretation der erhaltenen Ergebnisse zu erleichtern, wurde die Verbalisierung der Klangeindrücke auf einen wesentlichen Begriff reduziert. Im Folgenden wird jede Änderung des Klangbildes am Maßstab einer zu- oder abnehmenden Brillanz gemessen. Auf eine normgerechte Bezeichnung für Klangbilder wurde bewusst verzichtet, da sie nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist und das Thema der Diplomarbeit gesprengt hätte.

Da jedoch sämtliche Klassifizierungen von ein und derselben Person vorgenommen wurden, kann davon ausgegangen werden, dass die tendenziellen Unterschiede im Wesentlichen erfasst worden sind.

Die angegebenen Beträge für die Frequenzen sind auf eine Stelle nach dem Komma gerundet. Der Grund dafür ist die niedrige Bildauflösung des Analyzers. Wie in Kapitel 3.1.2 vermerkt, wird die angezeigte Messkurve in 401 Bildpunkte zerlegt. Der die jeweiligen Amplituden- und Frequenzwerte anzeigende Marker kann nur auf diesen Bildpunkten verschoben werden. Bei einer Frequenzspannweite von 25,6 kHz ergibt sich somit ein Sprungwert des Markers von 64 Hz. Damit ist eine exaktere Angabe der Frequenzwerte als mit 100 Hz Genauigkeit nicht sinnvoll.

Um nun eine möglichst hohe Nachvollziehbarkeit der Auswertungen zu erzielen, wurde der vorliegenden Arbeit eine Hörbeispiel-Kassette beigelegt. Im Text sind die Hinweise auf die entsprechenden Hörbeispiele in kursiver Schrift vermerkt.

Die folgenden Kapitel wurden dennoch so verfasst, dass sie auch ohne die Verwendung der Hörbeispiel-Kassette nachvollzogen werden können.

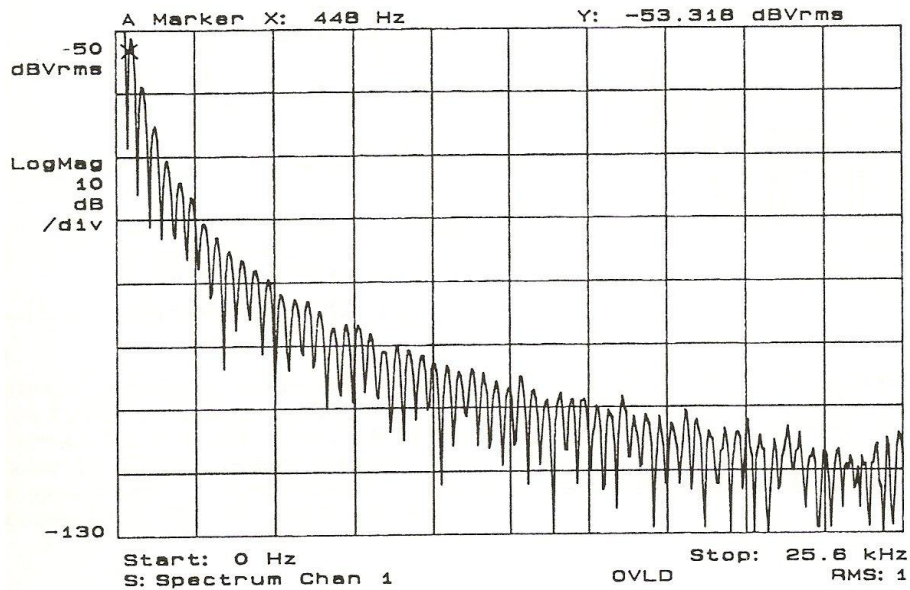
4.1.1 Zuordnung der Frequenzspektren zum Klangbild

Die Systematik der folgenden Klassifizierung geht von einem runden und vollen Klangbild aus, das dann im Laufe der Ausführungen durch verschiedene Methoden beeinflusst und variiert wird.

Grundsätzlicher Kurvenverlauf

Als erstes nur ein Beispiel für einen vollen, komplett erscheinenden Klangeindruck. Derartige Sounds werden vor allen Dingen von den in Halsposition montierten Tonabnehmern übertragen, da an dieser Stelle eine besonders weiche Amplitude der Saite anzutreffen ist. Ein solcher Ton stellt sich im Frequenzspektrum, wie aus Bild 4-1 ersichtlich, als hyperbelförmiger Kurvenverlauf dar.

Hierzu Hörbeispiel 1

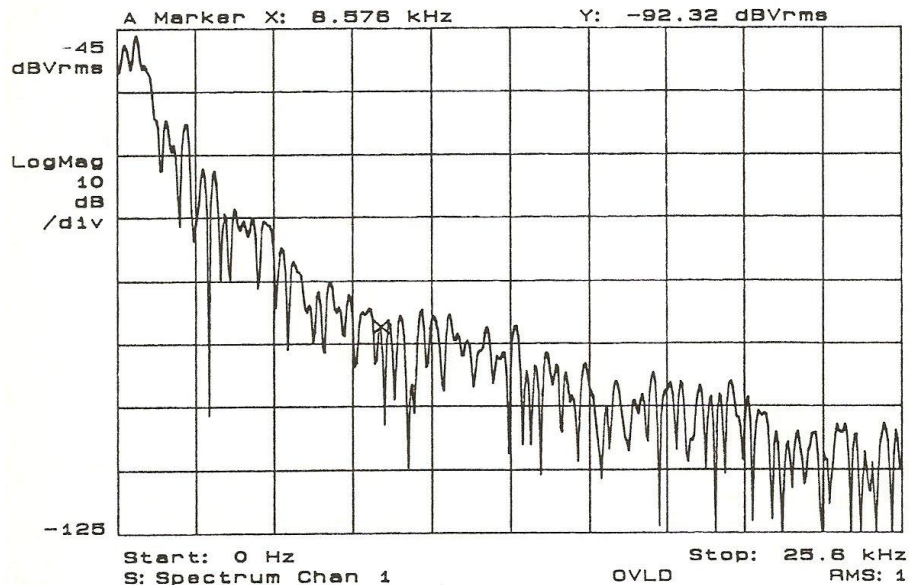


- Bild 4-1: Gitarre Gibson V2, Schwingungserfassung in Halsposition

Einfluss der Kurvensteigung

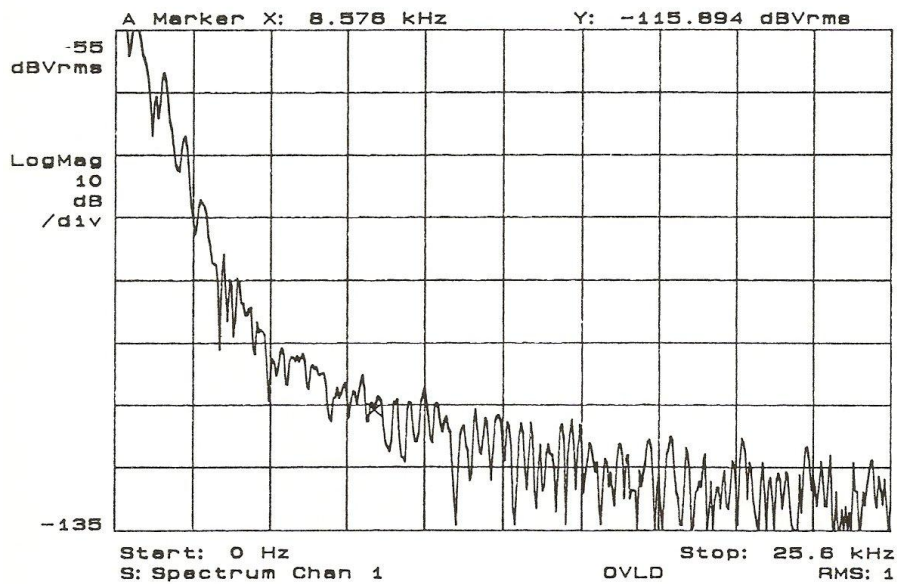
Durch Klangregelung ist in allen Gitarren eine Abschwächung der Höhenanteile des Frequenzbandes möglich. Diese Regelung erfolgt im Allgemeinen über ein einfaches RC-Glied, das als Bandpass fungiert.

Wird ein Kurvenverlauf ohne einen derartigen Eingriff vermessen, so ergibt sich zum Beispiel folgendes Bild:



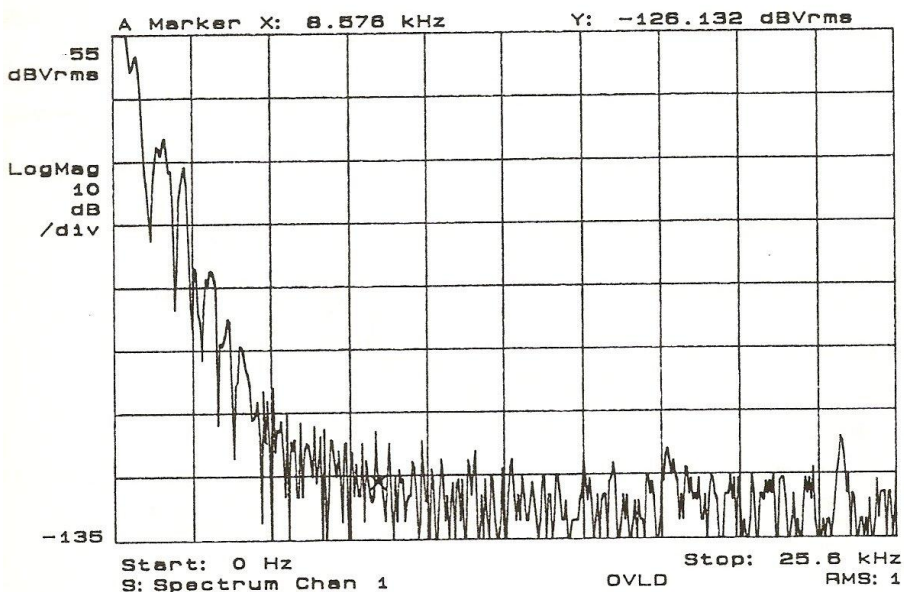
- Bild 4-2: Gitarre Washburn, Potentiometerwert = 0

Durch Veränderung des Potentiometerwertes des RC-Gliedes auf den Mittelwert des Stellbereiches ergibt sich ein deutlich steilerer Abfall des Kurvenverlaufes im Bereich von 0...13 kHz. Dies bedingt eine größere betragsmäßige Differenz zwischen den Höhen-, Mitten- und Bassanteilen des Spektrums, wie Bild 4-3 zeigt. Die oberen Frequenzen werden somit nicht mehr so stark wahrgenommen. Der Hörer empfindet den Ton als dumpfer und etwas matt.



- Bild 4-3: Gitarre Washburn, Potentiometerwert = 50 %

Wird das Potentiometer nunmehr ganz aufgedreht, so fällt die Kurve wie in Bild 4-4 innerhalb von 0...5 kHz nahezu völlig auf ihren niedrigsten Wert ab. Die Frequenzen über 5 kHz werden praktisch nicht mehr wahrgenommen. Der Klangeindruck ist völlig dumpf und matt.



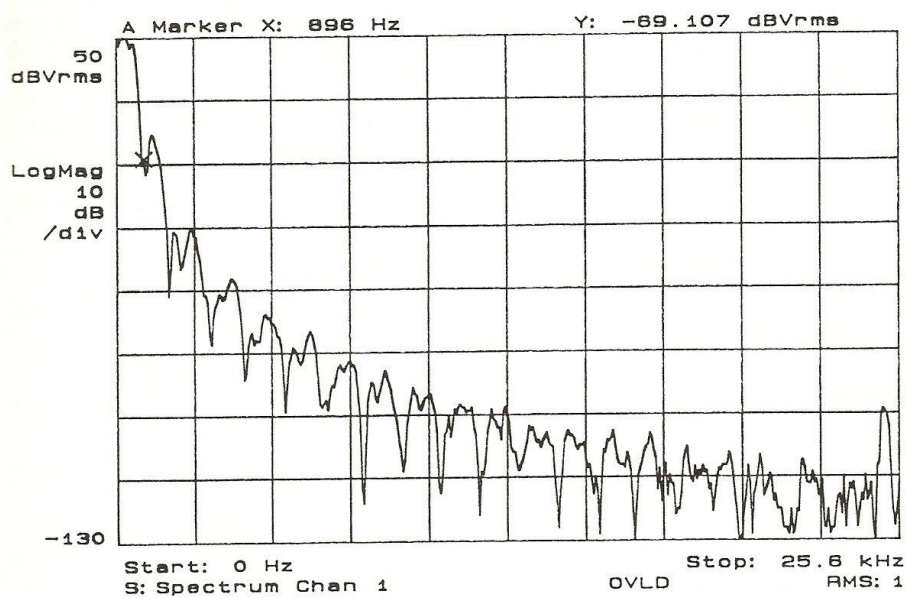
- Bild 4-4: Gitarre Washburn, Potentiometerwert = 100 %

Als Ergebnis kann eine einfache Aussage gemacht werden: Je steiler die Messkurve abfällt, um so dumpfer wird das Klangbild.

Brillanter Klangeindruck

Wird jedoch nun am selben Instrument die Schwingungserfassung in der Stegposition durchgeführt, so stellt sich die Messkurve zwar nach wie vor als Hyperbelform dar, jedoch ist, wie in Bild 4-5 deutlich zu sehen, der Grundverlauf stark zerklüftet. Diese Zerklüftung bewirkt einen wesentlich schärferen Klangeindruck als der gleichmäßige Kurvenverlauf.

Hierzu Hörbeispiel 2



- Bild 4-5: Gitarre Gibson V2, Schwingungserfassung in Stegposition

Wie spätere Messungen noch detailliert zeigen werden, ist diese Zerklüftung nicht zufällig. Vielmehr handelt es sich dabei um definierte Frequenzminima. Abhängig von der Frequenz des ersten Minimums folgen die weiteren Aussparungen als ganzzahlige Vielfache dieser Frequenz. Diese Vielfache werden als ‚harmonische Oberschwingungen‘ bezeichnet. Sie haben in der Musik einen besonderen Stellenwert, da die erste Vielfache die Oktave, die zweite die Terz, die dritte die Quint usw. repräsentieren. Dies sind die wesentlichen Bestandteile eines Akkordes, des Dreiklanges.

Die Position der Amplitudenminima kann somit über die Festlegung der ersten Frequenzlücke, im Folgenden als ‚signifikant‘ oder ‚bestimmend‘ bezeichnet, definiert werden. Dadurch wird ein unmittelbarer Zugriff auf das Klangbild ermöglicht.

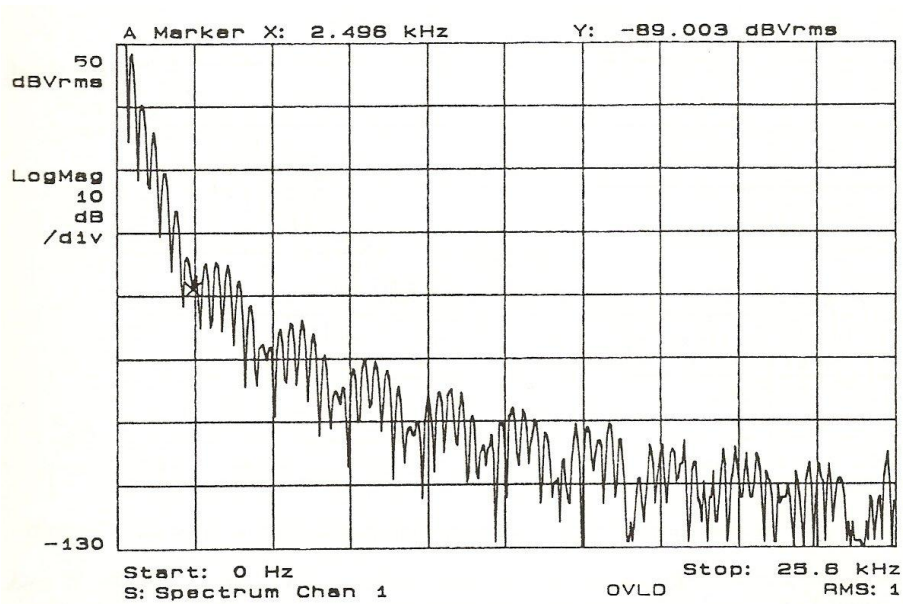
Grundsätzlich kann jedoch festgestellt werden, dass bei Verschiebung der Messposition von der Hals- zur Stegposition der Ort des ersten Amplitudenminimums immer weiter Richtung 0-Hz-Marke gerückt wird. Das Klangbild wird dadurch brillanter.

Abstufung der Brillanz

Die Möglichkeiten des Eingriffs sind unterschiedlicher Natur. Die am weitest verbreitete Methode ist die Variation des Tonabnehmersystems. Hierbei kann es sich um den Einsatz völlig neuer Pickups handeln, oder um die elektrische Kombination der vorhandenen Tonabnehmer.

Kombiniert man zum Beispiel das erste in diesem Kapitel abgebildete Frequenzspektrum und das zuletzt gezeigte, so erhält man in Bild 4-6 eine Überlagerung der beiden Kurven. Da die erste Kurve keine Amplitudenminima aufweist, werden die Abstände der zweiten Kurve durch die Aufsummierung auseinandergezogen. Im vorliegenden Fall bedeutet dies eine Streckung von ca. 0,5 kHz. Der daraus resultierende Frequenzverlauf bedingt einen weicheren Klang als die zweite Kurve, jedoch eine verbesserte Brillanz gegenüber der ersten.

Hierzu Hörbeispiel 3



- Bild 4-6: Gitarre Gibson V2, kombinierte Schwingungserfassung

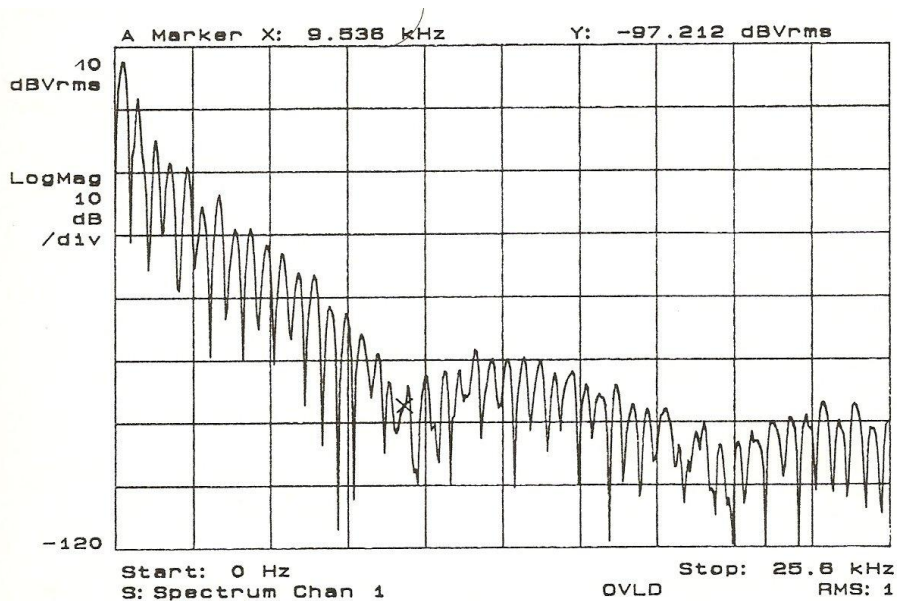
Dies bedeutet, es wird keine rein arithmetische Addierung von Amplitudenbeträgen durchgeführt, sondern eine Neubestimmung des Frequenzverhaltens bezüglich der Resonanzfrequenz des gesamten Systems.

Zu diesem System gehört neben dem rein elektrischen Resonanzverhalten vor allen Dingen das mechanische Schwingungsverhalten aller Bauteile. Dies wird jedoch im Kapitel 4.2 ausführlicher behandelt.

Veranschaulicht man sich, dass es sich bei den Tonabnehmersystemen im Grunde um elektrische Spulen handelt, die bei Kombination lediglich parallel geschaltet werden, so wird dieser Umstand leicht verständlich.

Das gleiche Prinzip wird beim Einsatz völlig anderer Bauweisen der Pickups angewandt. Setzt man bei der Schwingungserfassung einen Doppelspulen-Tonabnehmer ein, so ergeben sich sehr „fette“ Sounds, d.h. Klangspektren mit einem hohen Mitten- und Bassanteil bei gleichzeitiger Herausnahme der Höhenanteile. Diese Tonabnehmer nennt man ‚Humbucking Pickup‘, was auf Deutsch ‚brummunterdrückter Tonabnehmer‘ bedeutet. Im Frequenzverlauf in Bild 4-7 stellt sich dieser Sound durch den großen Abstand des ersten Amplitudenminimums von der 0-Hz-Marke dar, auch bei Schwingungsabnahme in Stegposition wie im vorliegenden Fall.

Hierzu Hörbeispiel 4

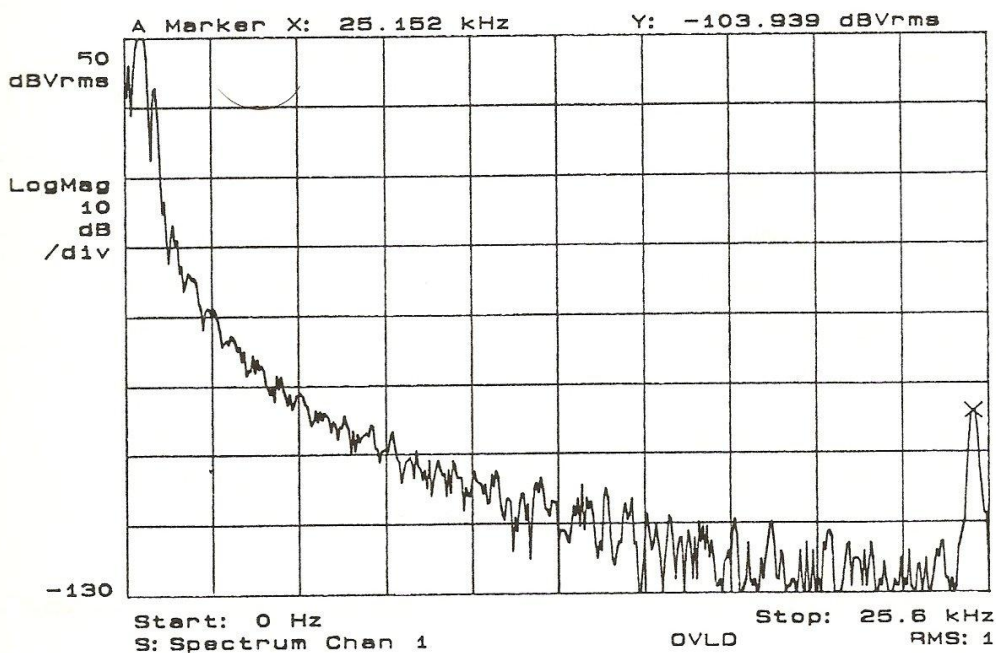


- Bild 4-7: Gitarre Ibanez Roadstar II, Schwingungserfassung in Stegposition

Das ‚Humbucker‘-Prinzip beruht auf der Idee, die aufgrund äußerer Magnetfelder induzierten Spannungen durch zwei gegensinnig in Reihe geschaltete Spulen zu kompensieren. Dabei muss das Eigenmagnetfeld beide Spulen in verschiedener Richtung durchfließen um zu verhindern, dass die von den Saiten erzeugten Tonfrequenzspannungen sich nicht gegenseitig aufheben. Die dabei erzeugte Ausgangsspannung ist doppelt so hoch wie bei nur einer Spule.

Wird anstatt eines Humbuckers ein Einzelspulen-Tonabnehmer – im Folgenden ‚Single-Coil‘ genannt – verwendet, so ergibt sich ein wesentlich helleres Klangbild. Bezeichnend dafür ist der in Bild 4-8 ersichtliche steile Abfall der Hyperbel im Bassbereich und ein deutlicher Amplituden-Peak am Ende des ausgewählten Spektrums.

Hierzu Hörbeispiel 5



- Bild 4-8: Gitarre Blade Stratocaster, Schwingungserfassung in Stegposition

Ein Einsatz eines Single-Coils hat also gegenüber einem Humbucker eine Aufhellung des Klangeindruckes zur Folge.

Die bereits angesprochene Veränderung der Resonanzfrequenz des elektrischen Kreises kann auch über den Einsatz von Widerständen und Kondensatoren erfolgen. Die dabei in Abhängigkeit von der Resonanzfrequenz des Tonabnehmers erzielbaren Sounds können der folgenden Tabelle entnommen werden.

Resonanzfrequenz (kHz)	Klang
Unter 1 kHz	Dumpf
ca. 1 – 1,5 kHz	Sehr weich
ca. 1,5 – 2 kHz	Warm
ca. 2 – 2,5 kHz	Singend
ca. 2,5 – 3 kHz	Brillant
ca. 3 – 5 kHz	Grell, metallisch
ca. 5 – 8 kHz	Spitz
ca. 8 – 15 kHz	Glashart
über 15 kHz	Neutral, farblos

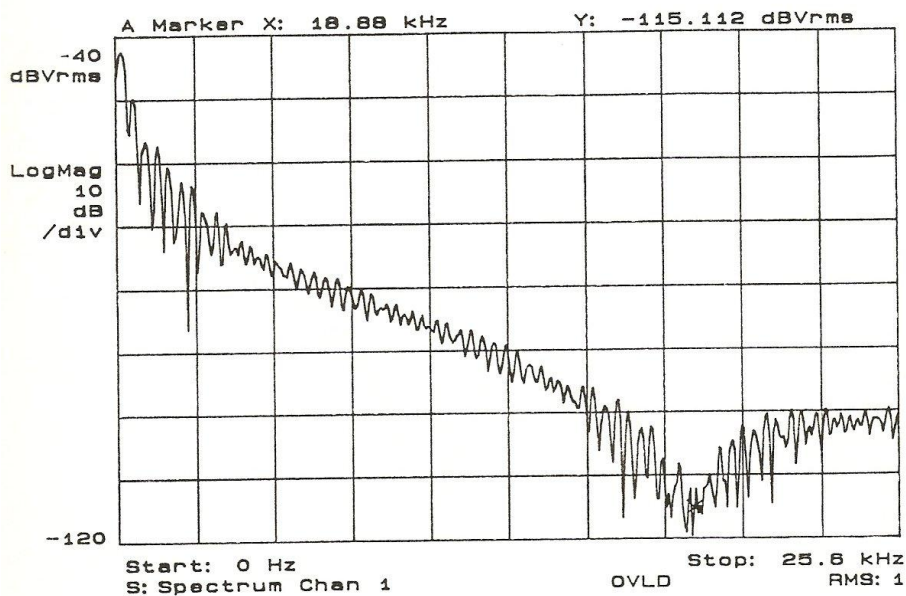
- *Tabelle 4-1: Klangeindruck in Abhängigkeit der Tonabnehmer-Induktivität //*

Bluesiger Sound

Der in Kapitel 3.2 gebrauchte Begriff eines bluesigen Sounds wird in erster Linie von Elektrogitarren älterer Bauart erzeugt. Der Grund dafür liegt zum einen in der Bauweise der verwendeten Tonabnehmer und zum anderen in der Konstruktion der Korpora. Die treffendste Beschreibung dieses Klangbildes ist die einer mittenpräsenten Brillanz.

Anschaulichstes Beispiel für diese Art des Klangeindruckes ist das Frequenzspektrum einer halbakustischen Gitarre des Typs ES 335 aus Bild 4-9.

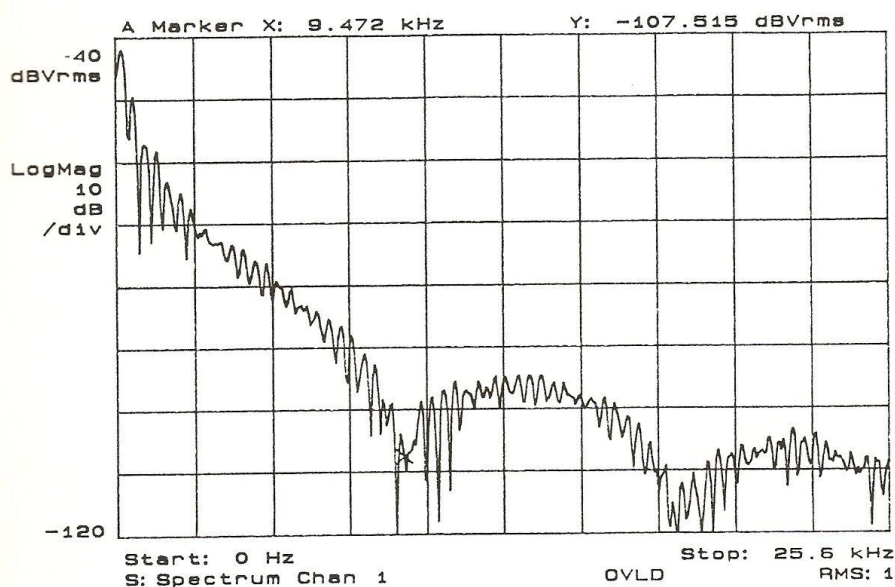
Hierzu Hörbeispiel 6



- Bild 4-9: Gitarre Alabama ES 335, Schwingungserfassung in Halsposition

Während die Messkurve für den Halstonabnehmer ein sehr fettes Klangbild verkörpert, ergibt sich bei Kombination beider Pickups ein für den Blues und auch den Dixie-Jazz typisches Klangbild. Der Sound, dessen Frequenzverlauf in Bild 4-10 abgebildet ist, wird ‚bluesig‘.

Hierzu Hörbeispiel 7



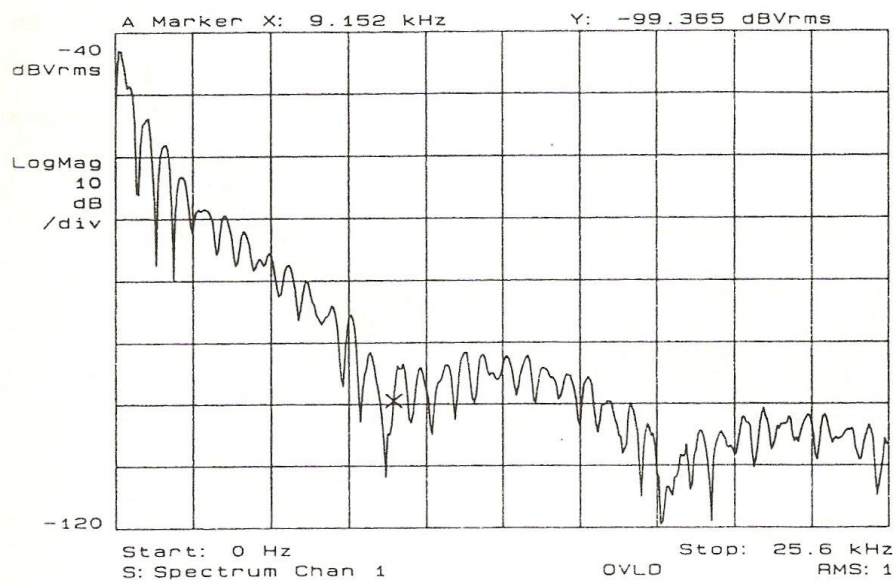
- Bild 4-10: Gitarre Alabama ES 335, kombinierte Schwingungserfassung

Bezeichnend hierfür ist die starke Mittenpräsenz im Frequenzbereich und die sehr flache Fallkurve der Grundhyperbel.

Aggressive Klangstrukturen

Die Aggressivität eines Klangeindruckes ist ein äußerst subjektives musikalisches Empfinden. Es konnte jedoch beobachtet werden, dass bei gleichmäßigen und runden Aussparungen im Frequenzgang der Ton als nicht sehr aggressiv, sondern trotz aller mehr oder weniger vorhandenen Brillanz als voll und ‚rund‘ empfunden wurde. (Bild 4-11)

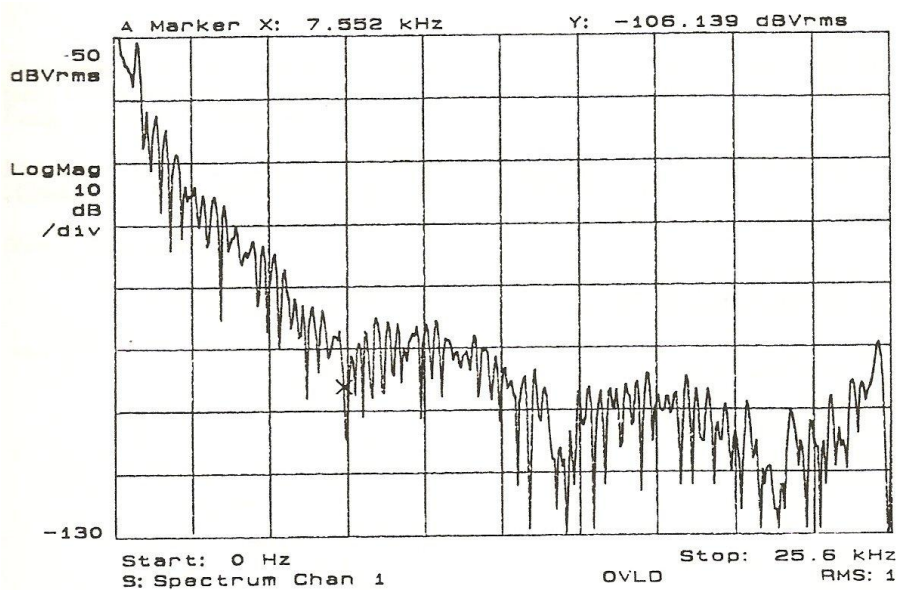
Hierzu Hörbeispiel 8



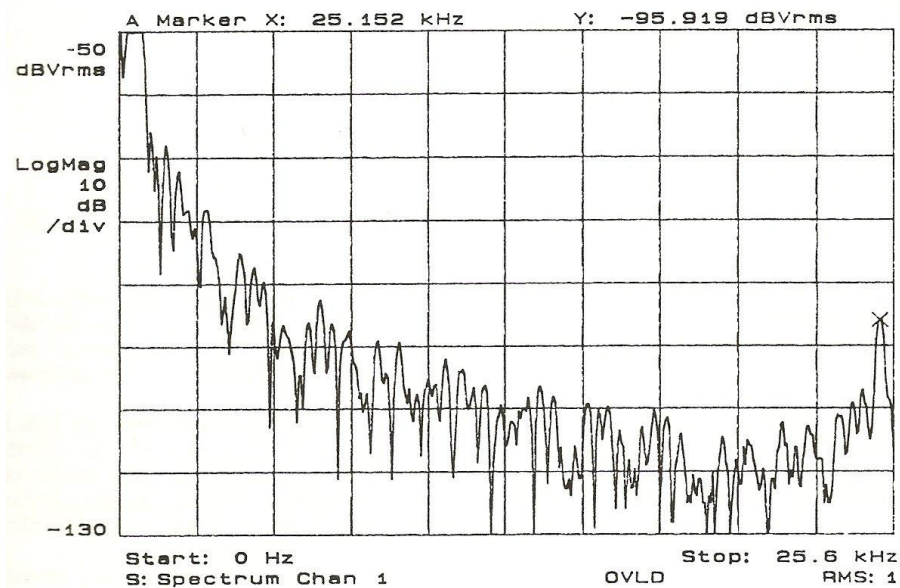
- Bild 4-11: Gitarre Ibanez LesPaul, kombinierte Schwingungserfassung

Ergaben die Messungen einen sehr eckigen und abgehakt erscheinenden Kurvenverlauf, so war der entsprechende Klangeindruck äußerst progressiv (Bild 4-12) bis hin zu Aggressivität (Bild 4-13).

Hierzu Hörbeispiele 9 und 10



- Bild 4-12: Gitarre Apeiron, Schwingungserfassung in Stegposition



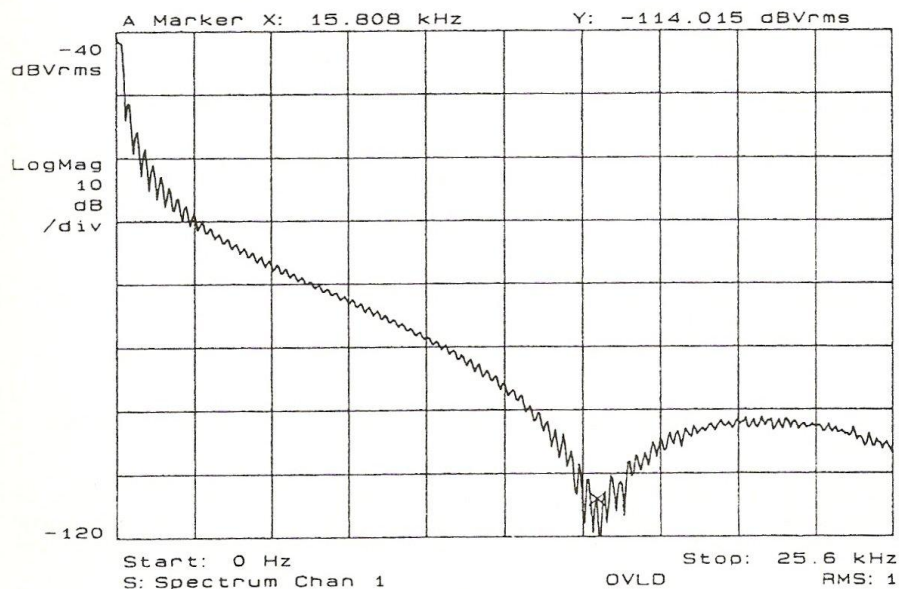
- Bild 4-13: Gitarre Apeiron, Schwingungserfassung in Stegposition, mit zugeschaltetem Kondensator

4.1.2 Festlegung des anzustrebenden Frequenzspektrums

Ausgehend von dem in Kapitel 1.2.3 definierten Klangbild und unter Berücksichtigung der in Kapitel 4.1.1 gewonnenen Erkenntnisse wird nun ein anzustrebendes Frequenzspektrum festgelegt.

Das zugrunde gelegte Frequenzspektrum der ‚LesPaul‘ weist bei Messung in der Halsposition den in Bild 4-14 dargestellten Kurvenverlauf auf:

Hierzu Hörbeispiel 11

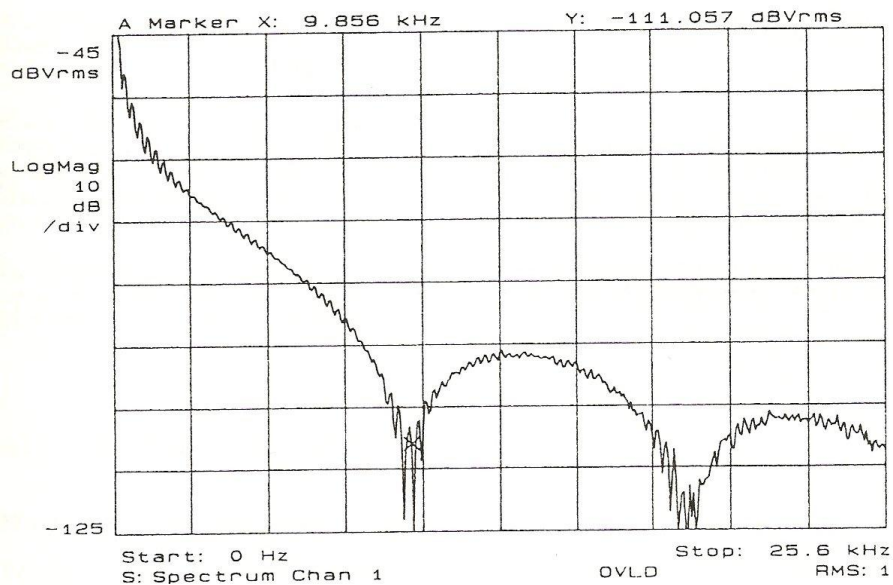


- Bild 4-14: Gitarre Ibanez LesPaul, Schwingungserfassung in Halsposition

Das signifikante Amplitudenminimum liegt bei 16 kHz. Da das vorliegende Klangbild als zu Bass- und Mittenreich deklariert wurde, muss diese Frequenzlücke laut den Erkenntnissen aus Kapitel 4.1.1 weiter in Richtung der 0-Hz-Marke verschoben werden, um eine verbesserte Brillanz zu erzielen.

Liegt die signifikante Frequenzlücke zu tief, wird der sich ergebende Klangeindruck im Mittenbereich zu schwach. Ein Beispiel hierfür ist die Messung der kombinierten Tonabnehmer der ‚LesPaul‘. Bild 4-15 zeigt, dass dabei das ausschlaggebende Amplitudenminimum bei 10 kHz liegt. Dieser Sound liegt jedoch näher an der Akzeptanz für ein anzustrebendes Klangbild als der vorhergehende.

Hierzu Hörbeispiel 12



- Bild 4-15: Gitarre Ibanez LesPaul, kombinierte Schwingungserfassung

Dadurch ergibt sich für das anzustrebende Frequenzspektrum ein signifikantes Amplitudenminimum, das zwischen 10 kHz und 16 kHz liegen müsste, dabei jedoch in der unteren Hälfte dieses Frequenzbandes auftreten sollte.

Somit wird die Frequenz für das bezeichnende Amplitudenminimum der Messungen in Halsposition auf 12...13 kHz festgelegt.

Da die mechanischen Einflüsse sowohl auf Hals- wie auf Stegposition wirken, kann nur bei einer Tonabnehmerposition eine derart konkrete Frequenzbandbestimmung vorgenommen werden. Es wurde die Halsposition gewählt, da hierbei das Fehlen der Brillanz im Klangspektrum besonders unangenehm auffällt.

Die Auswertung der Messungen in Stegposition wird für die Wahl der Materialkombination nicht herangezogen, sondern es werden lediglich die Auswirkungen der Werkstoffeinflüsse festgehalten. Die Gründe hierfür wurden bereits im Kapitel 3.2 angesprochen. Eine zusätzliche Veränderung des Parameters der Tonabnehmerpositionen hätte den zeitlichen Rahmen dieser Arbeit gesprengt.

4.2 Auswertung der Messungen an selbstgefertigten Objekten

Ausgehend von den Frequenzspektren der Hölzer und der Einflussnahme der Anbauteile werden nun die unter 3.3 erzielten Messungen ausgewertet und die materialspezifischen Einflüsse klassifiziert.

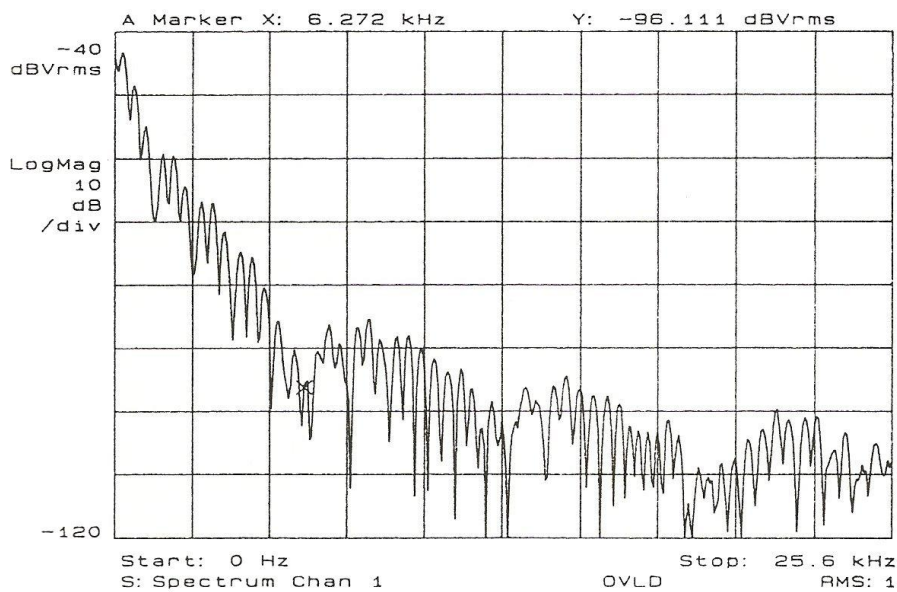
Hierbei ist jedoch zu beachten, dass es sich bei den Messobjekten immer um Verbundsysteme handelt. Auch ohne Metallabdeckungen befindet sich das schwingungsfähige System, die Saite, in einem Verbund von verschiedenen Materialien. Hals, Saitenaufhängung, die Tonabnehmer selbst und die Korpora ergeben zusammen mit den Saiten ein Verbundsystem mit einem bestimmten Resonanzverhalten.

Die folgenden Messungen repräsentieren somit also keine absoluten Frequenzwerte für Einzelmaterialien, sondern lediglich den Einfluss einer weiteren Materialkomponente auf das Gesamtsystem.

4.2.1 Einfluss der Basismaterialien

Messergebnisse in Halsposition

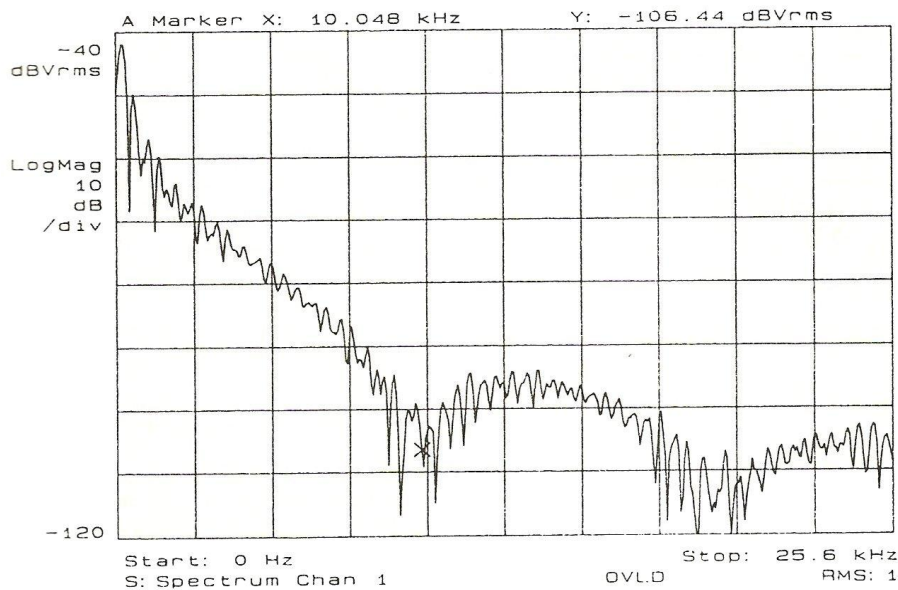
Vergleicht man zunächst die in der Halsposition gemessenen Kurvenverläufe, so wird für das Basismaterial Ahorn die niedrigste Frequenz des signifikanten Amplitudenminimums festgestellt. Bei diesem Holz liegt, wie aus Bild 4-16 ersichtlich wird, die erste Frequenzlücke bei 6,4 kHz.



- Bild 4-16: Basismaterial Ahorn

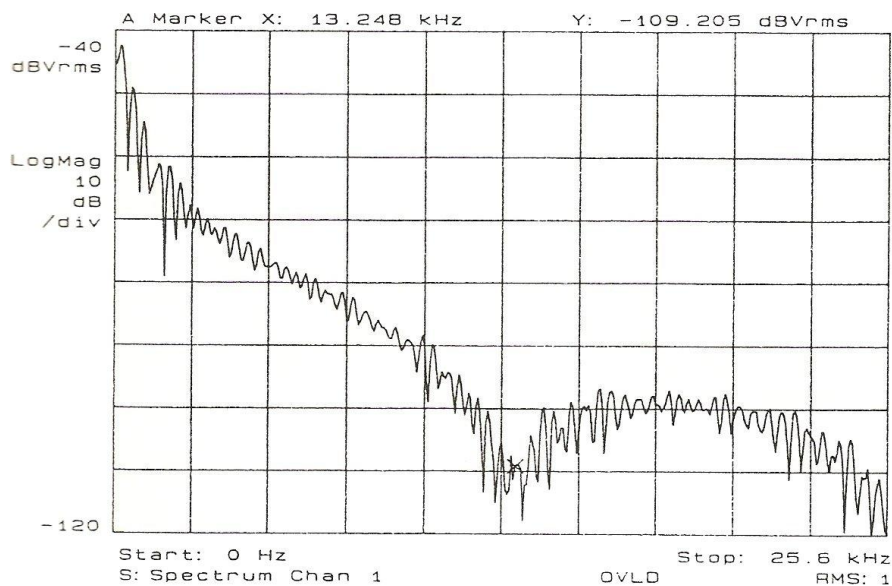
Somit kann festgestellt werden, dass ein weiches Holz wie Ahorn ein sehr brillantes, etwas dünnes Klangbild ergibt.

Wird das tropische Mahagoni mit seinen Silikateinschlüssen und seiner harten, etwas spröden Struktur untersucht, so ergibt sich in Bild 4-17 eine bestimmende Frequenzlücke, die bei 10,0 kHz liegt. Einem Wert also, der bereits im angestrebten Bereich liegt. Dieser Klang wird einen im Ansatz zufriedenstellenden Mittenanteil aufweisen.



- Bild 4-17: Basismaterial Mahagoni

Das widerstandsfähigste Basismaterial, die Esche, verschiebt das erste Amplitudenminimum am weitesten nach oben. Mit einer Frequenz von 13,3 kHz verfehlt dieses sehr elastische Holz den definierten Wert nur knapp. Bild 4-18 zeigt dies sehr deutlich.



- Bild 4-18: Basismaterial Esche

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass weichere Basishölzer ein höhenreicheres Klangbild ergeben, wohingegen mit zunehmender Härte und Elastizität der Bass- und Mittenanteil zu überwiegen beginnt und der Klang immer dumpfer wird.

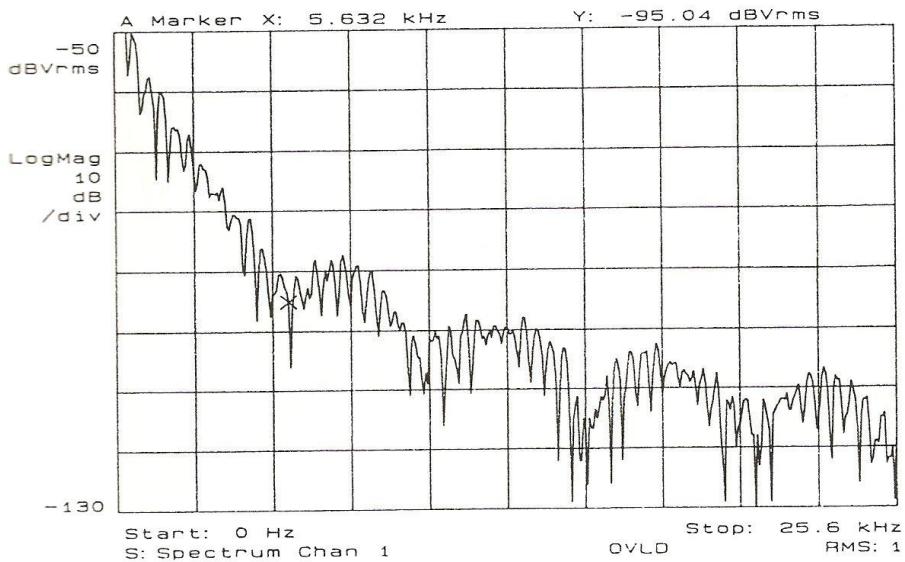
Messergebnisse in Stegposition

Wird die Messung an dieser Stelle vorgenommen, so ergibt sich wie in Kapitel 3.2 beschrieben ein wesentlich höhenreicheres Klangbild, unabhängig welches Basismaterial zugrunde liegt. Da jedoch außerdem die Bauart des Schwingungssensors eine andere, der Position angepasste Ausführung ist, sind die Messergebnisse nicht unmittelbar mit denen in Halsposition zu vergleichen. Sie bestätigen aber die Erkenntnisse aus den

Referenzmessungen, dass eine Ortsveränderung der Tonabnehmer vom Hals- in den Stegposition die Brillanz des Klangbildes verbessert.

Diese Ergebnisse sind als eigenständige Messreihe zu betrachten und haben für die spätere Auswahl einer Materialkombination keinen Einfluss. Der Vollständigkeit halber musste jedoch dieser Aspekt der Frequenzanalyse berücksichtigt werden, um Fehlinterpretationen der Untersuchungsergebnisse zu vermeiden. Somit sind abweichende Einfluss-Systematiken nicht auszuschließen.

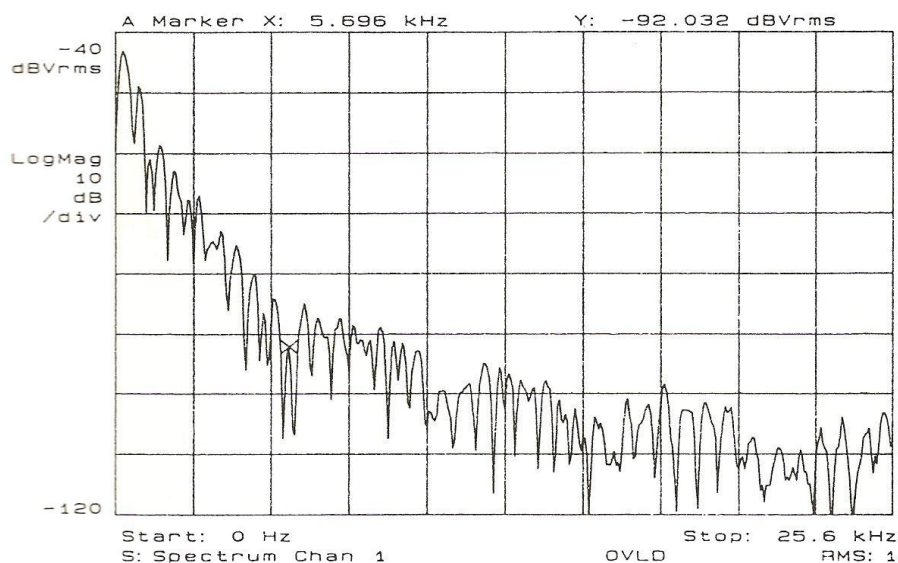
Bei den Messungen in Stegposition ist zu beobachten, dass die Esche bereits bei 5,6 kHz ihre erste Frequenzlücke aufweist und damit gemäß Bild 4-19 den niedrigsten Wert erzielt.



- Bild 4-19: Basismaterial Esche

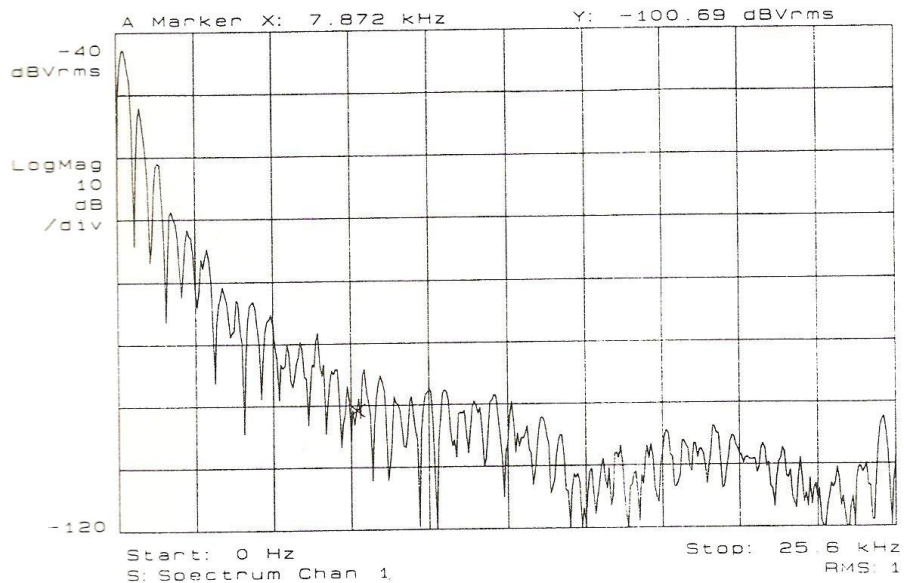
Somit hat Esche in dieser Konfiguration den höhenreichsten Klang zur Folge.

Ahorn hat mit einem Amplitudenminimum bei 5,7 kHz ein ganz ähnliches Frequenzbild, welches aufgrund seiner geringeren Ausprägung jedoch nicht ganz so prägnant ist (Bild 4-20). Auffallend hierbei ist, dass sich die Werte in dieser Tonabnehmerposition nur geringfügig von denen in Halsposition unterscheiden. Die Frequenzdifferenz Hals- zu Stegposition beträgt lediglich 0,7 kHz.



- Bild 4-20: Basismaterial Ahorn

Den ‚fettesten‘ Sound erzielt in dieser Klassifizierung das Mahagoni. Hier liegt das signifikante Amplitudenminimum bei 7,9 kHz. Dieses ist aber im Gegensatz zu den weiteren Frequenzlücken nicht sonderlich stark ausgeprägt, wie Bild 4-21 zeigt.



- Bild 4-21: Basismaterial Mahagoni

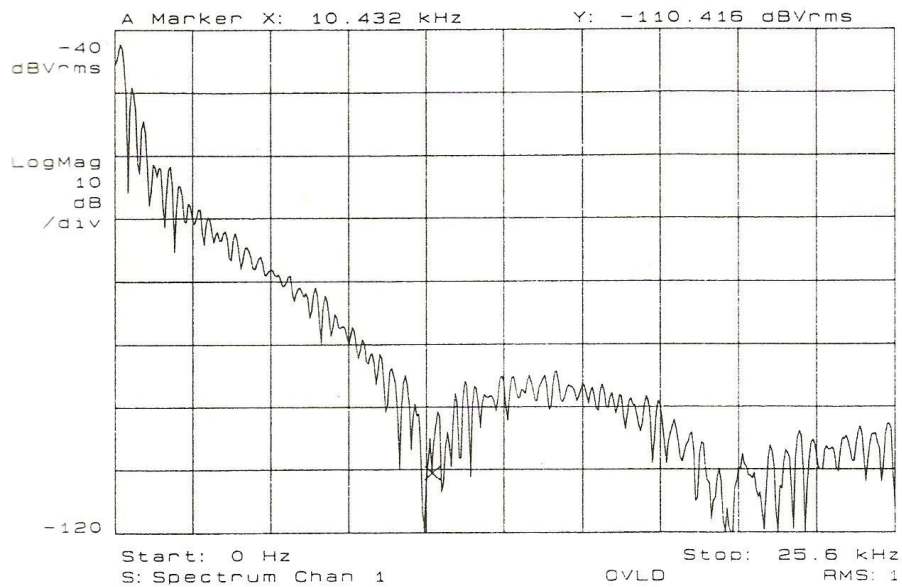
In dieser Messreihe kann festgestellt werden, dass mit zunehmender Elastizität des Holzes der Bass- und Mittenanteil im Klangbild zunimmt, die Abstände der Frequenzlücken im Vergleich der Hals- zu den Stegpositionen dagegen abnehmen.

4.2.2 Einfluss der Materialkombinationen

Der Einfluss der Metallabdeckungen muss hier in Abhängigkeit des Basismaterials dargestellt werden, da für die Gewährleistung der Interpretationsfähigkeit jeweils nur ein Parameter geändert werden darf.

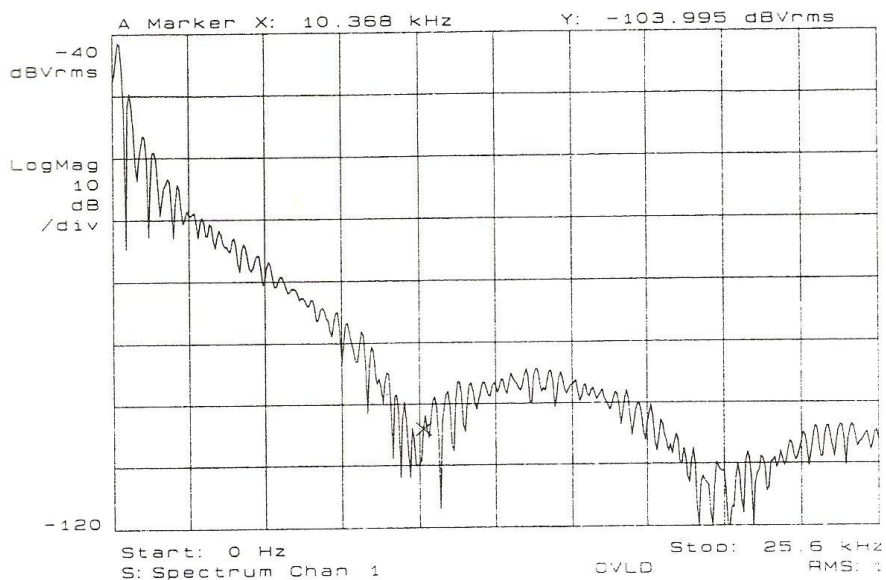
Basismaterial Mahagoni

Zunächst erfolgt die Auswertung der Schwingungsmessungen in Halsposition. Das erste verwendete Abdeckmaterial ist das Stahlblech. Es zeigt sich im Frequenzspektrum ein nur äußerst geringer Einfluss dieses Werkstoffes. Jedoch ist klar zu erkennen, dass sich die Auswirkung auf die signifikante Frequenzlücke bezieht. Dieses Amplitudenminimum wird von ursprünglich 10,0 kHz auf nunmehr 10,4 kHz verschoben. Daraus wird sich im Klangbild in Bild 4-22 eine nur unmerklich schwächere Brillanz ergeben.



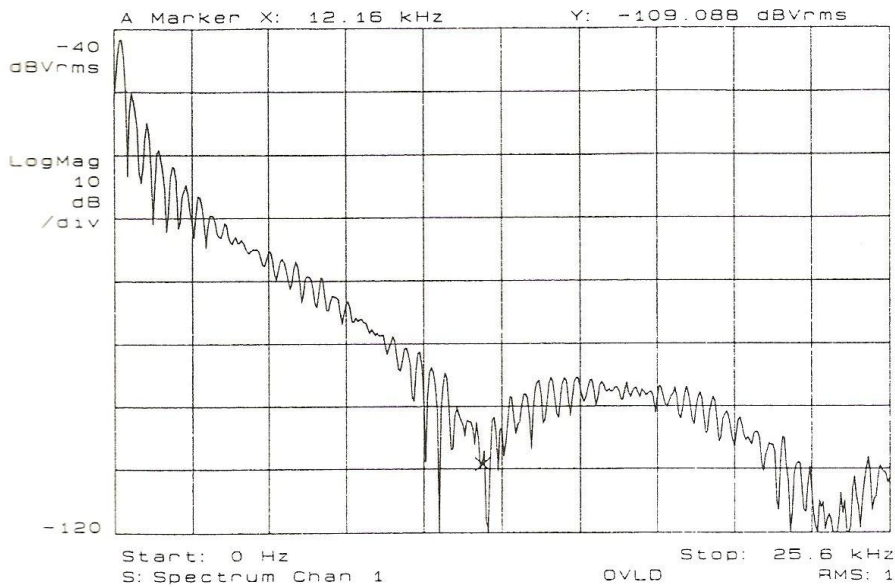
- Bild 4-22: Kombination von Mahagoni mit Chrom-Vanadium-Stahl

Bei der Montage von Messingblech als Abdeckmaterial wird kein messbarer Einfluss auf den Ort der signifikanten Frequenzlücke genommen. Die Kurvenverläufe der Messungen ohne Abdeckplatte (Bild 4-17) und mit Messingblech (Bild 4-23) sind identisch.



- Bild 4-23: Kombination von Mahagoni mit Messing

Aluminiumblech als Abdeckplatte ergibt die größte Veränderung im Frequenzspektrum. Die Richtung der Verschiebung ist gleich der des Stahlbleches, jedoch zeigt Bild 4-24, dass hier die signifikante Frequenzlücke um den Betrag von 2,2 kHz angehoben wird. Diese Konstellation liegt bereits in dem in Kapitel 4.1.2 festgelegten Definitionsbereich und der zu erwartende Klangeindruck wird dem gewünschten Klangbild entsprechen.

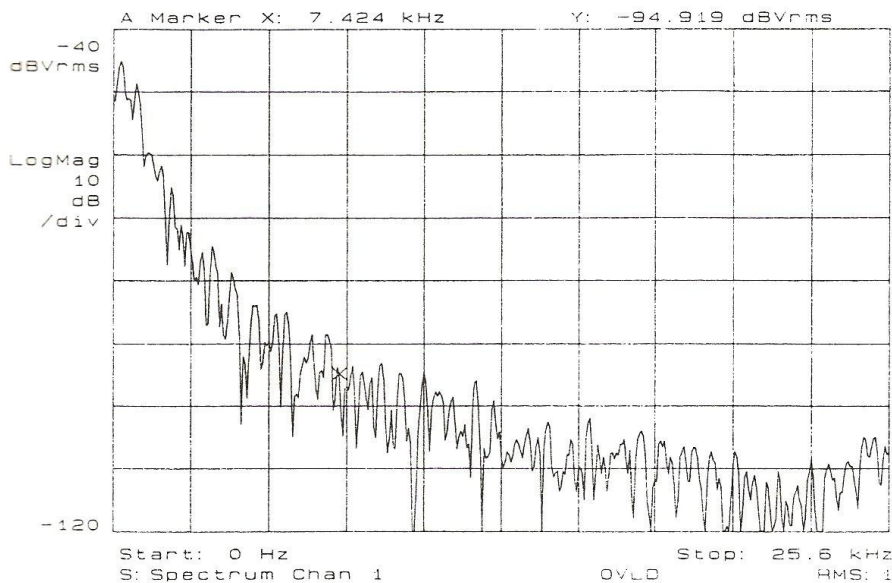


- Bild 4-24: Kombination von Mahagoni mit Aluminium

Diese Abstufung der Einflüsse auf die Frequenzspektren durch die drei Abdeckmaterialien soll nun auf deren materialspezifische Merkmale zurückgeführt werden. Vergleicht man die Materialkonstanten der Werkstoffe, so ergibt sich, dass der geringste Einfluss durch das Material mit der größten spezifischen Dichte genommen wird. Im vorliegenden Fall ist dies Messing. Die größte Auswirkung erzielt dementsprechend Aluminium mit der kleinsten spezifischen Dichte. Der Stahl liegt entsprechend seiner Materialkonstanten zwischen den beiden vorgenannten Werkstoffen. Grundsätzlich ergibt sich jedoch eine Verschiebung in Richtung der 25,6-kHz-Marke.

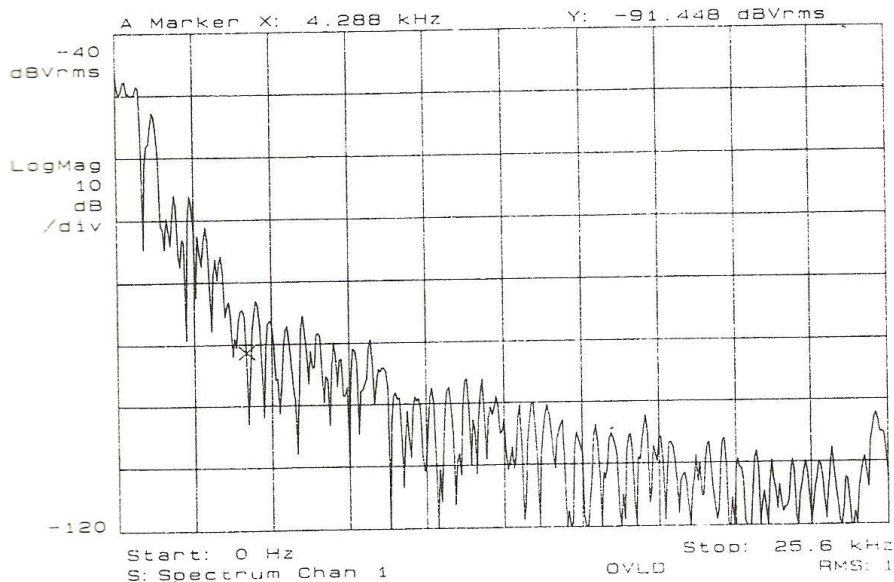
Die Auswertung der Messungen in Stegposition ergibt erwartungsgemäß völlig unterschiedliche Ergebnisse. Während die Halstonabnehmer noch stark ausgeprägte Frequenzlücken im Verlauf der Messkurven aufwiesen, so stellen sich die Amplitudenminima bei den Messungen im Stegbereich nur schwach ausgeprägt dar.

Den geringsten Einfluss hat hierbei wiederum das Material Messing. Es senkt die Frequenz des bestimmenden Amplitudenminimums aus Bild 4-25 nur wenig um ca. 0,4 kHz. Dies wird für den Klangeindruck keine merkliche Auswirkung haben.



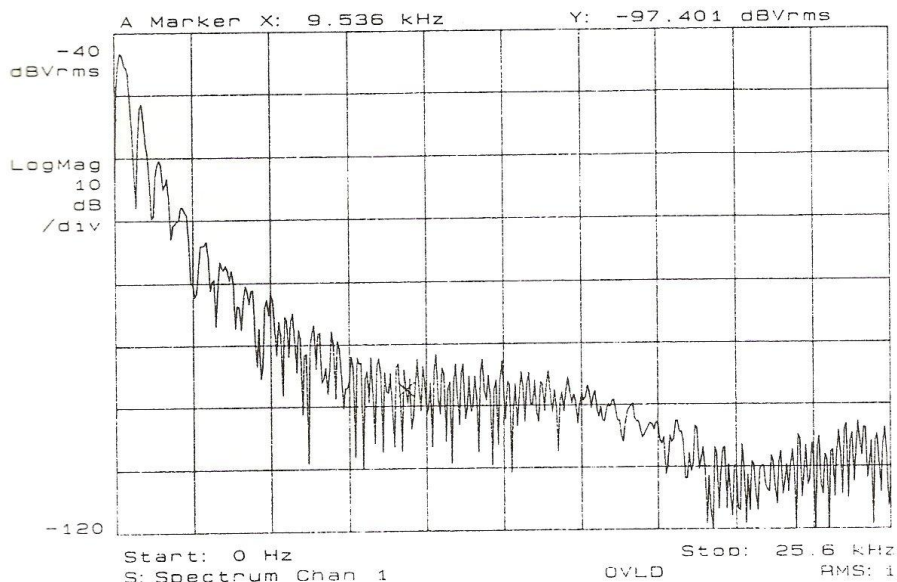
- Bild 4-25: Kombination von Mahagoni mit Messing

Montiert man die Abdeckung aus Aluminium, so ergibt sich eine Absenkung der signifikanten Frequenzlücke um etwa 3,6 kHz auf nunmehr 4,3 kHz. Außerdem ist in Bild 4-26 eine nur schwache Ausprägung der Frequenzlücken zu erkennen.



- Bild 4-26: Kombination von Mahagoni mit Aluminium

Wird die Abdeckung aus Stahl aufgebracht, so ergibt sich erstmals eine Verschiebung des Amplitudenminimums mit gegensätzlichem Vorzeichen zu den vorangegangenen Ergebnissen dieser Messreihe. Die Frequenz der Schwingungslücke in Bild 4-27 wird um ca. 1,7 kHz angehoben. Der Klangeindruck wird in diesem Fall voller und weicher.



- Bild 4-27: Kombination von Mahagoni mit Chrom-Vanadium-Stahl

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass der relative Betrag der Beeinflussung des Frequenzspektrums von Mahagoni durch die drei Abdeck-Materialien gleich dem der Messungen in Halsposition ist. Das heisst, der Werkstoff Messing mit der größten Dichte hat den kleinsten Einfluss, das Material Aluminium mit der kleinsten

Dichte hat die größte Auswirkung auf das Frequenzspektrum. Stahl liegt sowohl in punkto Dichte als auch in punkto Einfluss zwischen den beiden vorhergehenden Materialien.

Der Trend bzw. das Vorzeichen der Verschiebung lässt sich für die Auswertung in Stegposition nicht über die Dichte kalkulieren.

Vergleicht man nun die E-Module der Werkstoffe so fällt auf, der des Stahls hat den zwei- bis dreifachen Wert der beiden anderen. Daraus lässt sich schließen, dass die Resonanzfrequenz von CrNiN 1810 wesentlich höher liegt als die der übrigen Werkstoffe. Stellt man nun die Frequenzwerte der Amplitudenminima aller drei Materialzusammenstellungen gegenüber, so erhält man für die Kombination Mahagoni/Stahl wiederum den größten Betrag.

Der Werkstoff Aluminium mit dem kleinsten E-Modul weist sein bestimmendes Amplitudenminimum dagegen bei der niedrigsten Frequenz der drei Materialkombinationen auf. Mahagoni liegt sowohl in Bezug auf den E-Modul als auch in Bezug auf die Frequenzlücke etwas über den entsprechenden Beträgen von Aluminium.

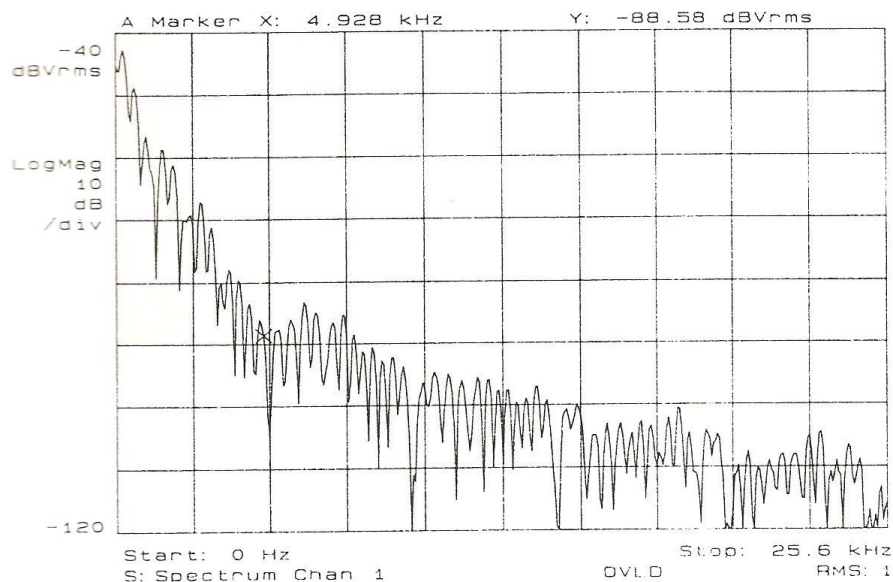
Somit kann für die Kombination von Mahagoni mit weiteren Werkstoffen über den E-Modul die relative Lage der bestimmenden Frequenzlücke bezogen auf die der gemessenen Materialzusammenstellungen abgeschätzt werden. Darüber hinaus ist es möglich, das Maß der Beeinflussung durch den Vergleich der spezifischen Dichten der Abdeckmaterialien abzuschätzen.

Die grundsätzliche Form der Messkurve mit ihrer geringen Amplitudendifferenz in der ersten Frequenzlücke und den restlichen, stärker ausgeprägten Amplitudenminima bleibt bei allen Materialkombinationen bestehen.

Basismaterial Ahorn

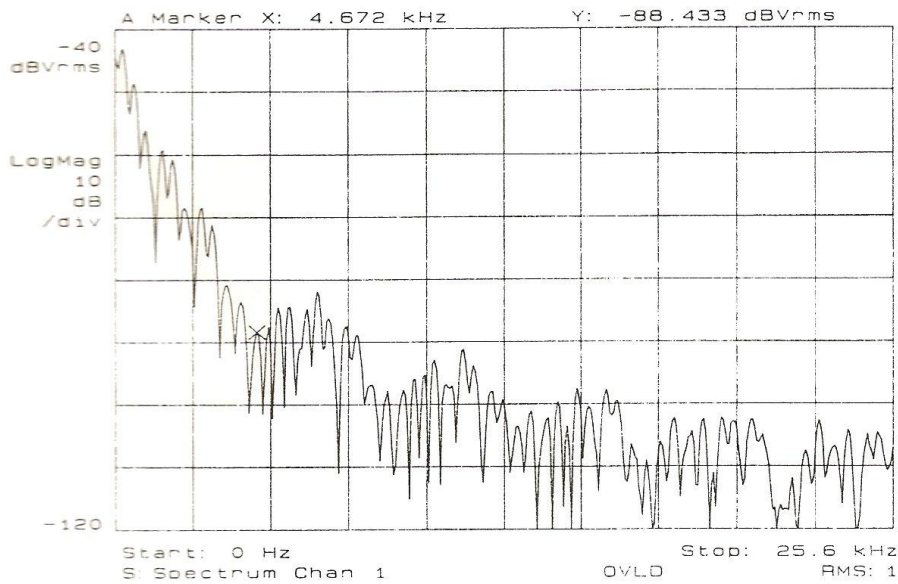
Wiederum werden zunächst die Messergebnisse des Tonabnehmers in Halsposition ausgewertet.

Die Kombination von Ahorn mit dem Abdeckmaterial CrNiN 1810 ergibt, wie aus Bild 4-28 zu ersehen, eine Absenkung der bestimmenden Frequenzlücke von ursprünglich 6,4 kHz auf 4,9 kHz. Der bereits sehr helle Klangeindruck wird noch stärker aufgehellt und die Bassanteile gehen weitgehend verloren.



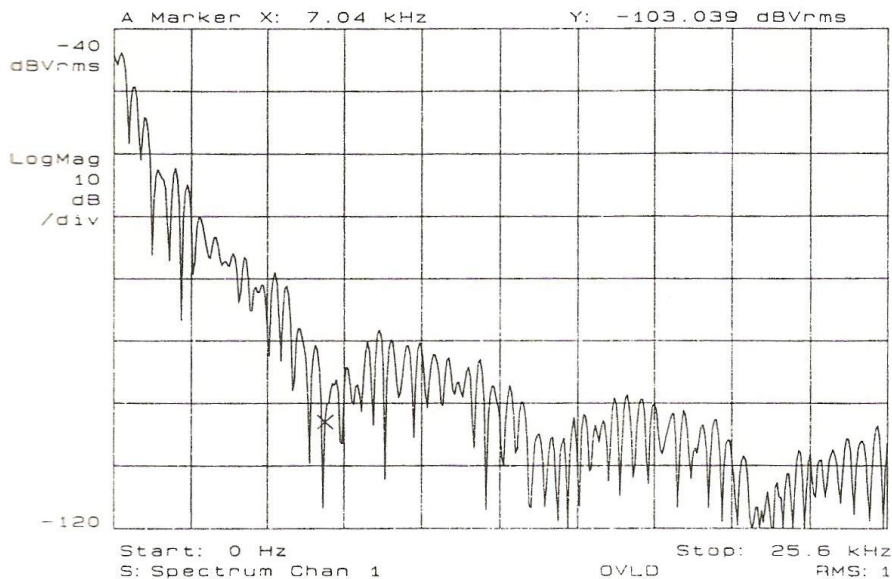
- Bild 4-28: Kombination von Ahorn mit Chrom-Vanadium-Stahl

Wird nun eine Abdeckung aus Aluminiumblech aufgebracht, so bleibt die Richtung der Beeinflussung erhalten. Bild 4-29 zeigt, dass der Betrag der Verschiebung nur wenig von 1,4 kHz auf 1,7 kHz steigt. Somit wird sich auch der zu erwartende Klangeindruck nur unmerklich von dem der Ahorn/Stahl-Kombination unterscheiden.



- Bild 4-29: Kombination von Ahorn mit Aluminium

Die Verwendung des Messingbleches ergibt eine Verschiebung des signifikanten Amplitudenminimums um 0,6 kHz. In Bild 4-30 wird die bestimmende Frequenzlücke auf 7,0 kHz angehoben. Der Klangeindruck gewinnt etwas an Volumen und wird ein wenig voller.



- Bild 4-30: Kombination von Ahorn mit Messing

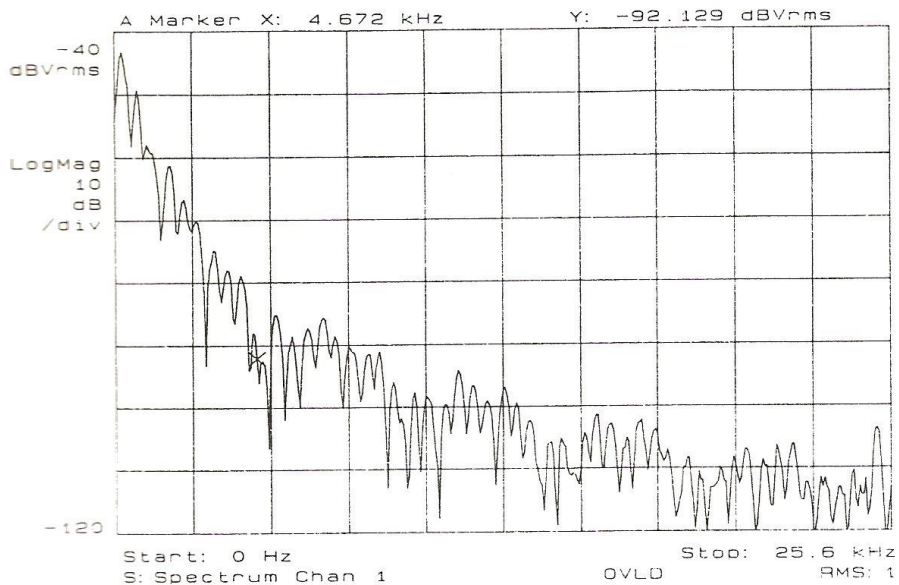
In dieser Messreihe mit dem Basismaterial Ahorn und dem Schwingungssensor in Halsposition lässt sich ein Zusammenhang zwischen der spezifischen Dichte der Abdeckplatten und dem Ort der signifikanten Frequenzlücke ableiten. Messing mit der größten Dichte ergibt das bestimmende Amplitudenminimum bei der höchsten Frequenz. Dagegen weist Aluminium mit der kleinsten Dichte sein ausschlaggebendes Amplitudenminimum bei der niedrigsten Frequenz auf. Stahl liegt in beiden Belangen zwischen diesen Werten.

Damit kann davon ausgegangen werden, dass in Verbindung mit Ahorn als Basismaterial die Brillanz des Klangeindruckes bei abnehmender spezifischer Dichte des Abdeckmaterials zunimmt.

Die Auswertung der Messungen in Stegposition ergibt zunächst, dass die Richtung der Verschiebung bei allen Materialkombinationen konstant bleibt. Die bestimmenden Frequenzlücken werden von allen drei Werkstoffen

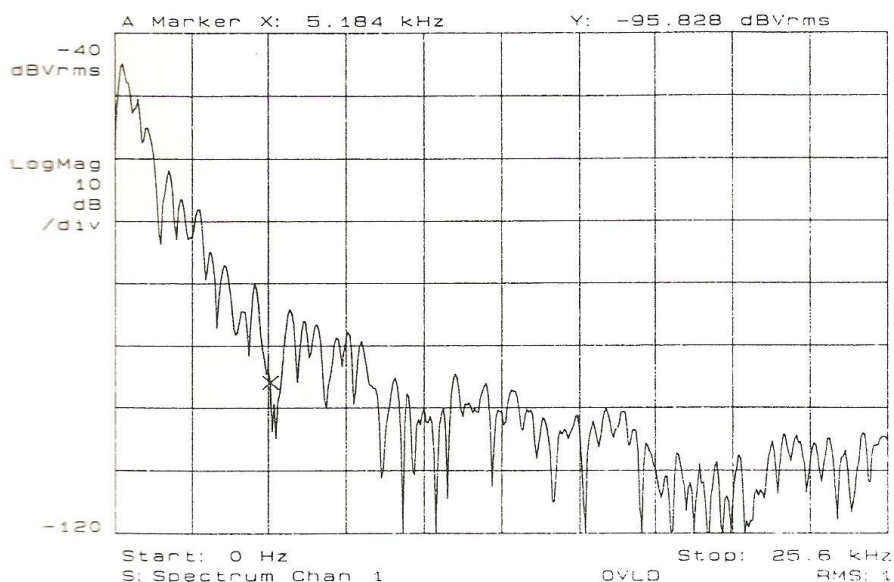
in Richtung der 0-Hz-Marke verschoben. Dieser Trend ergibt für alle gemessenen Materialkombinationen eine Abnahme der Bassanteile und eine Aufhellung des Klangbildes.

Für den Werkstoff Stahl ergibt sich dabei ein Betrag der Beeinflussung von 1,0 kHz was bedeutet, dass das ausschlaggebende Amplitudenminimum in Bild 4-31 bei 4,7 kHz erscheint. Eine deutliche Anhebung der Brillanz des Klangeindrucks ist zu erwarten.



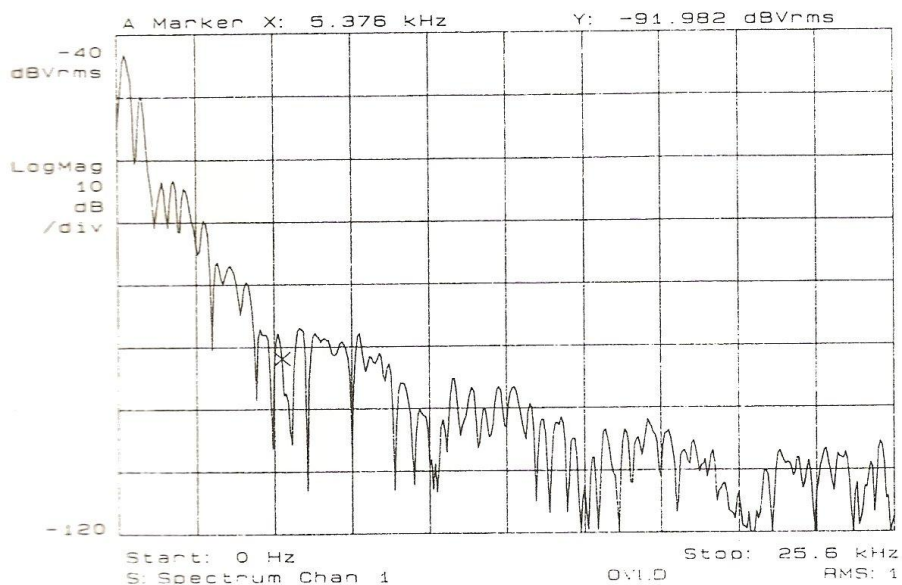
- Bild 4-31: Kombination von Ahorn mit Chrom-Vanadium Stahl

Die Auswertung der Konstellation Ahorn/Messing weist einen Wert für die Verschiebung der Frequenzlücke von 0,5 kHz auf. Das bestimmende Amplitudenminimum wird nunmehr bei 5,2 kHz beobachtet. Dies bedeutet eine Verringerung des Einflusses gegenüber dem Stahl als Abdeckung um 50 %. Somit wird das hier in Bild 4-32 entstehende Klangbild weniger Brillanz aufweisen als das vorangegangene.



- Bild 4-32: Kombination von Ahorn mit Messing

Die Montage des Aluminiumbleches ergab für diese Messreihe die kleinste Beeinflussung des Frequenzverlaufes. Eine Verschiebung um lediglich 0,3 kHz auf 5,4 kHz in Bild 4-33 wird das ursprüngliche Klangbild nur unwesentlich beeinflussen und nur von geübten Hörern wahrgenommen werden können.



- Bild 4-33: Kombination von Ahorn mit Aluminium

Da die Richtung der Verschiebung des bestimmenden Amplitudenminimums für alle Materialkombinationen gleich war, ist lediglich der Betrag der Verschiebung von Interesse. Hierbei wird augenfällig, dass die größte Beeinflussung durch den Stahl verursacht wird. CrNiN 1810 hat nun den größten E-Modul der verwendeten Abdeckwerkstoffe.

Betrachtet man dagegen die Materialkonstanten des Werkstoffes der die geringste Verschiebung verursacht – im vorliegenden Fall ist dies Aluminium – so wird ersichtlich, dass dieser den kleinsten E-Modul aufweist.

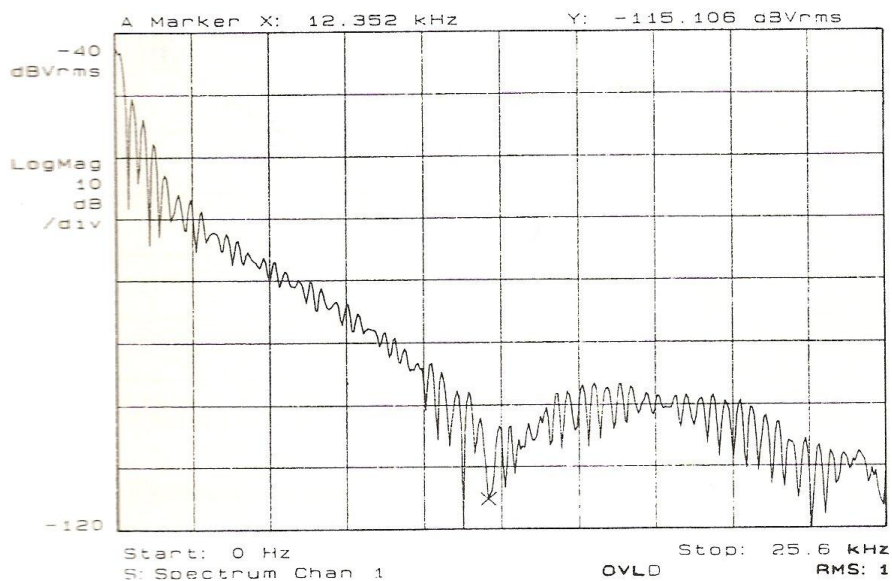
Der E-Modul des Messings liegt wie bereits ausgeführt zwischen den Werten von Stahl und Aluminium. Ebenso nimmt das Maß der Verschiebung für diesen Werkstoff einen Mittelwert in Bezug auf die beiden vorangegangenen Materialien ein.

Somit kann festgehalten werden, dass bei den Messreihen in Stegposition des Basismaterials Ahorn der Betrag der Verschiebung des bestimmenden Amplitudenminimums mit steigendem E-Modul ebenfalls zunimmt und der Klangeindruck aufgrund der konstanten Verschiebungsrichtung hin zur 0-Hz-Marke der zu erwartende Klangeindruck eine steigende Brillanz aufweisen wird. Für die maximale Beeinflussung bedeutet dies ein bereits gläsern wirkendes Klangbild.

Basismaterial Esche

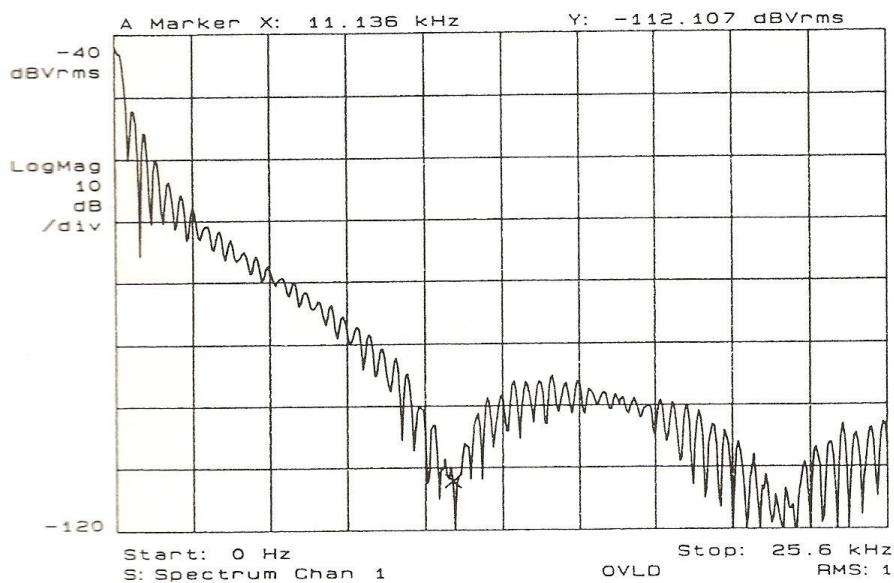
Wird für die Auswertung der Messreihen von Esche zunächst der Schwingungssensor in Halsposition ausgewählt, welcher für die spätere Auswahl der Materialkombination ausschlaggebend ist, so ergibt sich für die Abdeckplatte aus Stahl in Bild 4-34 eine Verschiebung der signifikanten Frequenzlücke von ursprünglich 13,3 kHz auf nunmehr 12,4 kHz. Die Folge wird ein etwas klarer Sound sein. Diese Konstellation weist einen ähnlichen Kurvenverlauf auf wie die Kombination von Mahagoni mit Aluminiumblech bei gleicher Position des Schwingungssensors.

Auffallend ist für alle Werkstoffkombinationen mit dem Basismaterial Esche die flache Ausprägung der Amplitudenmaxima zwischen den Frequenzlücken.



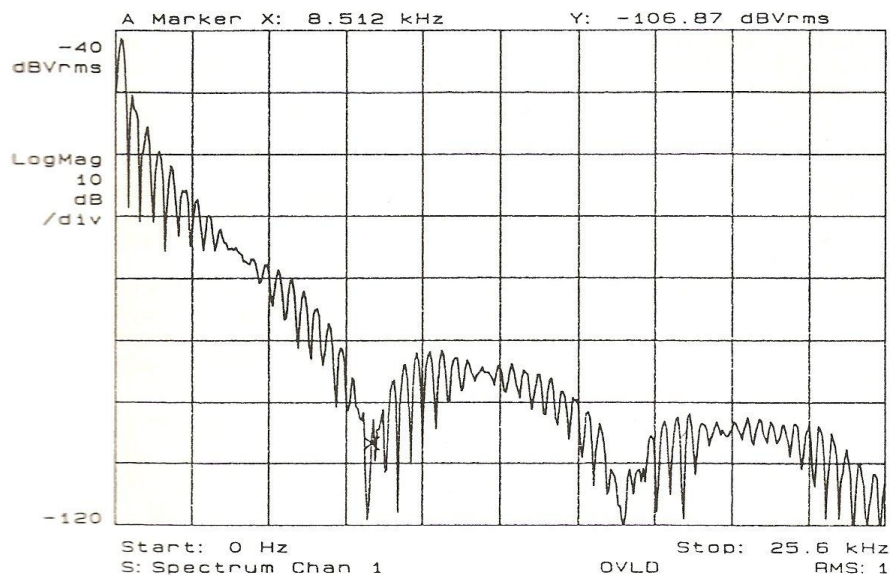
- Bild 4-34: Kombination von Esche mit Chrom-Vanadium-Stahl

Aus Bild 4-35 geht hervor, dass bei Montage einer Abdeckplatte aus Aluminium das bestimmende Amplitudenminimum um 2,2 kHz verschoben wird, so dass es sich nunmehr bei 11,1 kHz befindet. Die Aufhellung des Klangeindruckes wird hierbei im Vergleich zur vorhergehenden Materialkombination noch wesentlich deutlicher wahrzunehmen sein.



- Bild 4-35: Kombination von Esche mit Aluminium

Wird schließlich Messing als Abdeckplatte verwendet, so ergibt sich die größte Verschiebung in Richtung 0-Hz-Marke. Das signifikante Amplitudenminimum tritt in Bild 4-36 bei einer Frequenz von 8,5 kHz auf, was eine Differenz zur ursprünglichen bestimmenden Frequenzlücke von 4,8 kHz bedeutet.



- Bild 4-36: Kombination von Esche mit Messing

Dieser Klangeindruck wird sich als sehr brillant und bereits etwas glasig erweisen.

Für die Messreihen des Basismaterials Esche kann erstmals keine eindeutige Klassifizierung des Einflusses einer Materialkonstante vorgenommen werden. Vielmehr muss die Kombination der bisher den Einflüssen zugrunde gelegten Werkstoffkennwerte betrachtet werden.

Einheitlich ist in dieser Messkonstellation lediglich die Richtung der Verschiebung. Die bestimmende Frequenzlücke wird bei den Messungen in Halsposition immer in Richtung der 0-Hz-Marke verschoben und somit das Klangbild aufgehellt und brillanter gemacht.

Der Betrag der Verschiebung oder der relative Wert der Frequenz, bei der das bestimmende Amplitudenminimum auftritt, ist dagegen nicht eindeutig zu klassifizieren.

Die geringste Beeinflussung wird durch den Werkstoff mit dem größten E-Modul verursacht, dem Stahl. Daraus ergibt sich für V2A die höchste Frequenz für das bestimmende Amplitudenminimum.

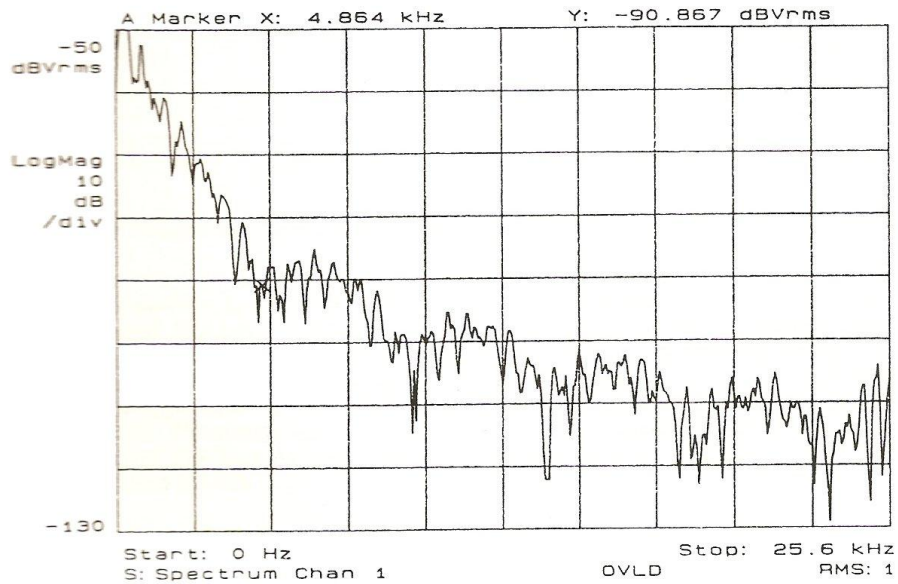
Für die größte Verschiebung ist jedoch keine Analogie zur vorherigen materialspezifischen Beeinflussung herzustellen. Die niedrigste Frequenz des signifikanten Amplitudenminimums ergibt sich im Gegensatz dazu für den Werkstoff mit der größten Dichte, für das Messing.

Aluminium, das im Vergleich zu den beiden bereits besprochenen Werkstoffen keinen materialspezifischen Maximalwert aufweist, liegt mit seiner signifikanten Frequenzlücke zwischen den Werten von Stahl und Messing.

Es kann somit festgestellt werden, dass ausgehend von den vermessenen Werkstoffen das bestimmende Amplitudenminimum zwar nach unten verschoben wird, gleichzeitig aber mit steigendem E-Modul eine Anhebung seines Frequenzbetrages verursacht wird.

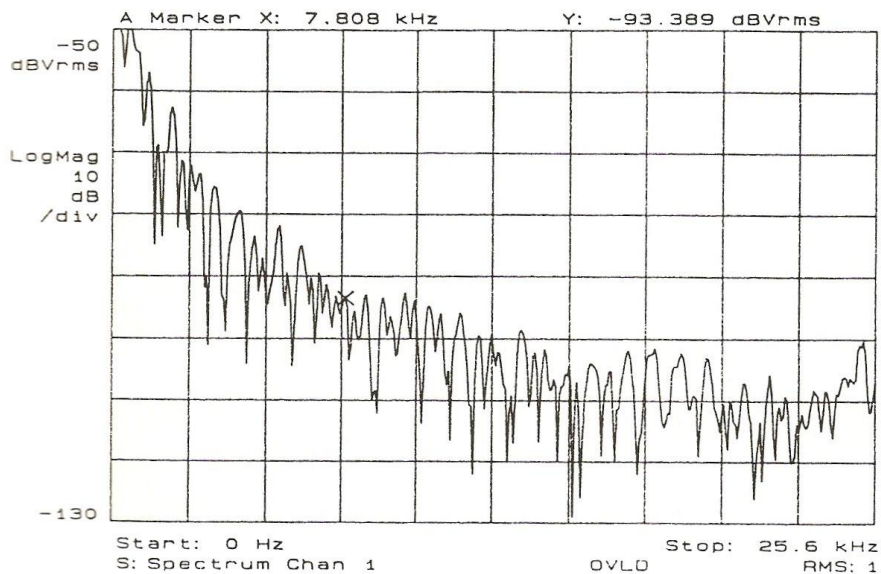
Die Auswertung der Messungen in Stegposition ergibt eine ähnliche Erkenntnis wie die Messreihen der Halsposition. Auffälligster Einfluss der Abdeckmaterialien ist die geminderte Ausprägung der bestimmenden Frequenzlücke.

Wie aus Bild 4-37 hervorgeht, dämpft der Werkstoff Messing diese Frequenzlücke nur geringfügig. Gleichzeitig senkt er den Ort ihres Auftretens um 0,2 kHz von ursprünglich 5,6 kHz auf 5,4 kHz ab. Eine geringfügige Steigerung der Brillanz im Klangbild wird die Folge sein.



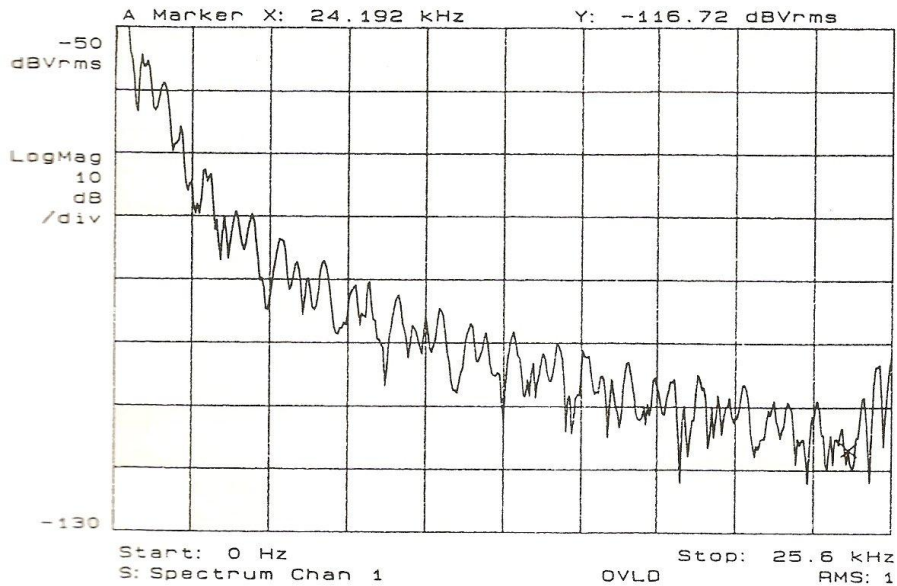
- Bild 4-37: Kombination von Esche und Messing

Eine deutlich geringere Ausprägung der bestimmenden Frequenzlücke ergibt die Untersuchung des Abdeckmaterials Aluminium. Dieses Amplitudenminimum tritt in Bild 4-38 bei einer Frequenz von 7,8 kHz auf, was einer Verschiebung von 2,2 kHz gleichkommt. Der zu erwartende Klangeindruck wird wesentlich voller und runder werden.



- Bild 4-38: Kombination von Esche und Aluminium

Bei der Auswertung der Messreihen mit dem Werkstoff CrNiN 1810 als Abdeckung ist nur bei 24,2 kHz eine eindeutige Frequenzlücke zu identifizieren. Der Kurvenverlauf in Bild 4-39 weist eine hyperbelähnliche Form vergleichbar der des Beispiels eines vollen, weichen Klangbildes aus Kapitel 4.1.1 auf. Lediglich der für in Stegposition vermessenen Stahl typische Amplitudenpeak am Ende des ausgewählten Frequenzspektrums ergibt einen deutlichen Unterschied zum Kurvenverlauf des Klangbeispiels. Dies wird zu einem vollen Klangbild mit klaren Höhenanteilen führen.



- Bild 4-39: Kombination von Esche und Chrom-Vanadium-Stahl

Für die Auswertung der Messergebnisse in Stegposition ist ebenso wie für die in Halsposition keine eindeutige Klassifizierung bezüglich der Beeinflussung durch materialspezifische Eigenschaften möglich.

Somit gilt auch in dieser Konstellation, dass der Werkstoff mit dem größten Betrag seiner spezifischen Dichte die Frequenz des bestimmenden Amplitudenminimums beim niedrigsten Wert auftreten lässt, das Abdeckmaterial mit dem größten E-Modul die Frequenzlücke an der höchsten Stelle aufweist.

Legt man die Erkenntnisse der Auswertung der in Halsposition gewonnenen Erkenntnisse zugrunde, so kann davon ausgegangen werden, dass diese Systematik für das Basismaterial Esche typisch ist.

4.3 Auswahl der optimalen Konstellation

Aufgrund des in Kapitel 4.1.2 festgelegten Frequenzspektrums wird nun die dieser Definition am nächsten kommende Materialkombination ausgewählt. Die für diese Auswahl relevanten Messreihen sind laut Maßgabe aus Kapitel 4.1 die in Halsposition vorgenommenen Untersuchungen.

Nach dieser Festlegung soll die signifikante Frequenzlücke in einem Bereich zwischen 12 und 16 kHz liegen. Die hierfür in Frage kommenden Materialkombinationen sind die von Mahagoni/Aluminium und Esche/Stahl. Die Konstellation Mahagoni/Aluminium hat ihr bestimmendes Amplitudenminimum bei 12,2 kHz, die Kombination Esche/Stahl ihres bei 12,4 kHz. Beide Kombinationen wären nach diesem Kriterium für die Auswahl geeignet.

In Kapitel 4.1.1 wurde angesprochen, dass bei runden und weichen Kurvenverläufen das Klangbild ebenfalls rund und weich erschien. Der Kurvenverlauf der Kombination Esche/Stahl weist eine deutliche Abflachung der Amplitudenmaxima zwischen den Frequenzlücken auf, das Frequenzspektrum von Mahagoni/Aluminium verläuft dagegen wesentlich runder.

Ein weiterer Faktor ist die um 0,2 kHz niedriger liegende Frequenzlücke der Konstellation Mahagoni/Aluminium gegenüber der von Esche/Stahl, was eine bessere Brillanz von Mahagoni/Aluminium im zu erwartenden Klangeindruck bedeutet.

Nach Abwägung dieser Gegenüberstellung wird die Materialkombination des tropischen Mahagoni mit der Abdeckung aus Aluminiumblech ausgewählt.

Nach Fertigstellung der Elektrogitarre aus vorgenannten Materialien ergibt eine akustische Überprüfung der Erkenntnisse aus vorliegender Arbeit die Bestätigung der Kalkulierbarkeit der zu erwartenden Ergebnisse.

5 SCHLUSSBETRACHTUNG UND AUSBLICK

Im Rahmen der vorliegenden Diplomarbeit sollten die frequenzspektralen Einflüsse von Anbauteilen auf ein mechanisches Schwingungssystem untersucht und deren Einfluss-Systematik nach Werkstoffen geordnet werden, wodurch Änderungen im Frequenzspektrum der Schwingungssysteme vorhergesagt werden können.

Das gewählte Schwingungssystem war eine elektrische Gitarre als Verbund von schwingungsfähigen Einzelkomponenten, wobei nur das Frequenzverhalten einer Saite gemessen wurde. Nachgewiesen werden sollte der Einfluss von Anbauteilen, die keinen unmittelbaren mechanischen Kontakt zur vermessenden Komponente haben.

Als Ergebnis der Arbeit entstand ein mechanisches Schwingungssystem, bei dem der Verlauf des Frequenzspektrums im Vorfeld definiert werden konnte. Als Maßstab diente das Klangbild der Elektrogitarre. Das auf diese Weise entwickelte Instrument erfüllte die daran gesetzten Erwartungen in vollem Umfang. Das gewünschte Klangbild konnte äußerst zufriedenstellend realisiert werden.

Zur Durchführung der Arbeit musste zunächst eine Reihe von Referenzmessungen an handelsüblichen Elektrogitarren durchgeführt werden, um eine Interpretation der zu messenden Frequenzspektren zu ermöglichen.

Die Hauptaufgabe war die Konzeption und Herstellung dreier baugleicher Gitarrenkorpora unterschiedlicher Materialien und deren frequenzspektrale Vermessung mit zusätzlicher Variation von Anbauteilen verschiedener Werkstoffkonstanten. Diejenige Materialkombination, welche ein dem definierten Klangbild entsprechendes Frequenzspektrum aufwies wurde ausgewählt, als vollständiges Instrument fertiggestellt und das erhaltene Klangbild überprüft.

Eine grundsätzliche Erkenntnis aus der vorliegenden Arbeit ist die Tatsache, dass die Einflüsse der Werkstoffkombinationen nur in Abhängigkeit des inhomogenen Basismaterials Holz klassifiziert werden konnten. Die verwendeten Metalle haben je nach Holzart unterschiedliche Auswirkungen auf das Frequenzbild. Innerhalb eines Basismaterials lassen sich die Einflüsse jedoch gut systematisieren.

Um die erforderliche Vergleichbarkeit der erhaltenen Messergebnisse zu gewährleisten, musste eine Reihe von geometrischen Parametern konstant gehalten werden. So konnte der Einfluss der Position des Schwingungssensors nur dargestellt, die Auswirkungen von Änderungen der Korpusform, der Korpusdicke oder der Bauform der Schwingungssensoren dagegen überhaupt nicht berücksichtigt werden. Dies hätte den zeitlichen Rahmen der vorliegenden Diplomarbeit gesprengt.

Um eine vollständige Untersuchung aller Auswirkungen auf die Ergebnisse von frequenzspektralen Messungen zu erzielen, müssen sich zukünftige Arbeiten aufbauend auf den Erkenntnissen der vorliegenden Diplomarbeit mit den Variationsmöglichkeiten der oben angesprochenen Parameter befassen.

Es konnte jedoch eine gute Grundlage für weitergehende Untersuchungen von Einflüssen auf die Frequenzspektren schwingungsfähiger Systeme geschaffen werden.

Literaturverzeichnis

- /1/ Domke, W.: Werkstoffkunde und Werkstoffprüfung
Verlag Girardet, 1986
- /2/ Kuchling, H.: Taschenbuch der Physik
Verlag Harri Deutsch, 1988
- /3/ Hoischen, H.: Technisches Zeichnen
Verlag Girardet, 1988
- /4/ HEWLETT PACKARD: Grundlagen der dynamischen Signalanalyse
Application Note 243
- /5/ Papula, L.: Mathematik für Ingenieure Teil 1 und 2
Verlag Vieweg, 1988
- /6/ Bartsch, H.-J.: Taschenbuch mathematischer Formeln
Verlag Harri Deutsch, 1987
- /7/ Lemme, H.: Gitarren-Elektronik Teil 1
Verlag Frech, 1982