

Resonanzanalyse

Algorithmen in Akustik und Computermusik 2

Matthias Frank, Daniel Deboy

Graz, 2008-06-16



institut für elektronische musik und akustik



Inhaltsverzeichnis

1 Motivation	2
2 Einfache LPC	3
2.1 Theorie der LPC	3
2.2 Anwendung der LPC auf ausklingende Sinussignale	4
2.3 Anwendung der LPC auf komplexe Signale	7
2.4 Performance-Analyse des LPC-Algorithmus	9
2.4.1 Variation der Ordnung	9
2.4.2 Variation der Signalfrequenz	9
3 Frequency Zooming (FZ)	11
3.1 Funktionsweise von FZ	11
3.1.1 Bandpassfilter	11
3.1.2 Modulation	12
3.1.3 Antialiasingfilter + Downsampling	13
3.1.4 LPC	13
3.1.5 Rückmodulation	13
3.1.6 Zusammenführen und Selektion	13
3.2 FZ mit festen Bandbreiten (FZ-AR)	14
3.3 FZ mit Bark-Bandbreiten (BZ-AR)	15
3.4 FZ mit variabler Bandauswahl (Adaptive FZ-AR)	15
3.5 Vergleich der Verfahren	16
3.5.1 Sinussignale	16
3.5.2 Vibraphon	20
4 Resynthese	24
5 Fazit	25
6 Literaturverzeichnis	26
7 Abbildungsverzeichnis	27

1 Motivation

Die Analyse von Impulsantworten in Bezug auf ihre modalen Strukturen ist nicht nur im Bereich der akustischen Messtechnik von großem Interesse. Auch in der Analyse und Resynthese von Klängen bekommt die Modalanalyse immer mehr Bedeutung. Das präzise Erkennen und Zerlegen in Grundmoden und zugehörige Teiltöne eines Klanges ermöglicht ein tieferes Verständnis der Instrumente und vereinfacht den Aufbau eines mathematischen Modells und die Nachbildung in Form der Resynthese eines Klanges.

In der Raumakustik sollen vorhandene Moden eines Raumes oftmals durch Einsatz akustisch wirksamer Bauteile bedämpft, bzw. eliminiert werden. Insbesondere in der Beschallungstechnik kommen hierzu auch elektroakustische Prinzipien in Frage, die bisweilen oftmals eine einfache Entzerrung des Frequenzgangs vornehmen, mit der Theorie der Modalstrukturen aber eine wesentlich präzisere Werkzeug zur Elimination von störenden Modalüberhöhungen im Frequenzgang zur Verfügung gestellt bekommen. Hierbei wird nicht nur der Frequenzgang zu einem bestimmten Anregungszeitpunkt im eingeschwungenen Zustand betrachtet, sondern auch der zeitliche Verlauf, d.h. das Ausklingverhalten der Moden nach Abschalten eines Anregungssignals.

Die in dieser Seminararbeit behandelte Methode des *Frequency Zooming* ermöglicht eine präzise Bestimmung von Modalfrequenzen in Signalen und liefert darüberhinaus Aussagen über das Ausklingverhalten der modalen Anteile. Man erhält ebenso ein einfaches Werkzeug für die Resynthese der tonalen Anteile eines Signals.

Es soll zunächst das Hilfsmittel der linearen Prädiktion und die für die Praxis relevanten Probleme, die hierbei auftreten, erläutert werden. Anschließend werden die grundlegende Idee des *Frequency Zooming* und verschiedene Konzepte zur Anwendung vorgestellt. Es wird auf die praxistauglichkeit für die beiden Anwendungsfälle in der Raumakustik und der Klanganalyse eingegangen und eine einfache Form der Resynthese mit Hilfe der aus der Analyse gewonnenen Parameter durchgeführt. Abschließend werden weiterführende Vorschläge zur Optimierung des Verfahrens gemacht.

Die vorgestellten Methoden sowie die Performance-Untersuchungen des LPC-Algorithmus wurden in Matlab implementiert und im Rahmen des Seminarvortrags vorgestellt.

2 Einfache LPC

Das Verfahren des "Linear Prediction Coding" beruht auf der Schätzung des aktuellen Samples eines diskreten Signals aus den vorangegangenen Samples unter Berücksichtigung des entstehenden Fehlers. Dieser Fehler wird dabei versucht minimal zu halten, woraus die Koeffizienten zur Berechnung des aktuellen Schätzwertes gewonnen werden können.

2.1 Theorie der LPC ¹

\hat{x} ist der Schätzwert des Eingangssignals x . Für den aktuellen Schätzwert des Samples $\hat{x}(n)$ ergibt sich die Berechnungsvorschrift wie folgt:

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=1}^p a_k x(n-k) \quad (1)$$

Wobei p die Anzahl der vorangegangenen Samples angibt, die zur Berechnung des Schätzwertes herangezogen werden. Für die Berechnung ist also ein Koeffizientenvektor $\mathbf{a} = [a_1 a_2 \dots a_p]$ notwendig, welcher später das Filterpolynom $[1 - \mathbf{a}]$ des sog. Prädiktorfilters ergeben wird. Die Länge p dieses Vektors wird als Ordnung des LPC Filters bezeichnet.

Um die Koeffizienten a_k zu bestimmen wird zunächst das Fehlersignal e gebildet.

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) = x(n) - \sum_{k=1}^p a_k x(n-k) \quad (2)$$

Als Minimierungsfunktion J_p wird aus dem Fehlersignal e nun der Erwartungswert ermittelt:

$$J_p = E \left\{ e^2(n) \right\} \quad (3)$$

Als Minimierungsbedingung folgt (MMSE="Minimum Mean Squared Error"):

$$\frac{\partial J_p}{\partial \mathbf{a}} = \mathbf{0} \quad (4)$$

Als Lösung des Minimierungsproblems erhält man für \mathbf{a} eine Berechnungsmöglichkeit aus der Autokorrelationsmatrix R_{xx} und dem Autokorrelationsvektor r_{xx} . (ohne Herleitung)

$$\mathbf{a} = R_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xx} \quad (5)$$

Für die Berechnung der Autokorrelation werden p Samples benutzt, d.h. je niedriger die LPC Ordnung ist, desto kleiner ist der Signalabschnitt, der zur Berechnung der Autokorrelation dient.

Aus den LPC Filterkoeffizienten kann man leicht die p Nullstellen n_i des Filterpolynoms berechnen, sie stellen die Polstellen z_i des Prädiktorfehler-Filters dar und treten als $p/2$ konjugiert komplexe Paare auf. Aus diesen wird nun die Information für die Schätzung der Frequenz f_i und der Ausklingzeit $T60_i$ genommen:

$$f_i = \text{angle}(z_i) \frac{f_s}{2\pi} \quad (6)$$

$$T60_i = \frac{-3 \ln(10)}{\ln \|z_i\|} \frac{1}{f_s} \quad (7)$$

¹Basierend auf U. Zölzer "DAFX" [1] und MathWorks "Signal Processing Toolbox" [3]

2.2 Anwendung der LPC auf ausklingende Sinussignale

Wir betrachten im folgenden das invertierte Spektrum des Prädiktorfilters, um das Verhalten im Frequenzbereich der LPC bei Anwendung auf verschiedene Signale einfach darstellen zu können. Wendet man den LPC-Algorithmus auf ein einzelnes Sinussignal an, sollten sich die Spektren von Eingangssignal und LPC schon bei niedriger Ordnung gleichen (siehe Abb. 1). Wir benutzen abklingende Sinussignale mit einer Ausklingdauer $T60$, die wir erst später betrachten werden.

Überlagert man zwei Sinussignale mit weitem Abstand, kann die LPC diesen beiden Frequenzen ebenfalls noch bei niedriger Ordnung folgen (siehe Abb. 2). Verringert man den Frequenzabstand Δf der beiden Sinussignale, sieht man, dass die LPC die beiden Frequenzen nicht mehr trennen kann und es zu einer verschmierten Abbildung des Frequenzgangs kommt (siehe Abb. 3), bei dem die ursprünglich getrennten Frequenzanhebungen zu einer verschmelzen. Würde man mit diesem LPC Filter arbeiten, um die Frequenzen zu ermitteln, erhält man ein völlig falsches Ergebnis. Man muss die Ordnung drastisch erhöhen, um die beiden Frequenzanteile trennen zu können (siehe Abb. 4)

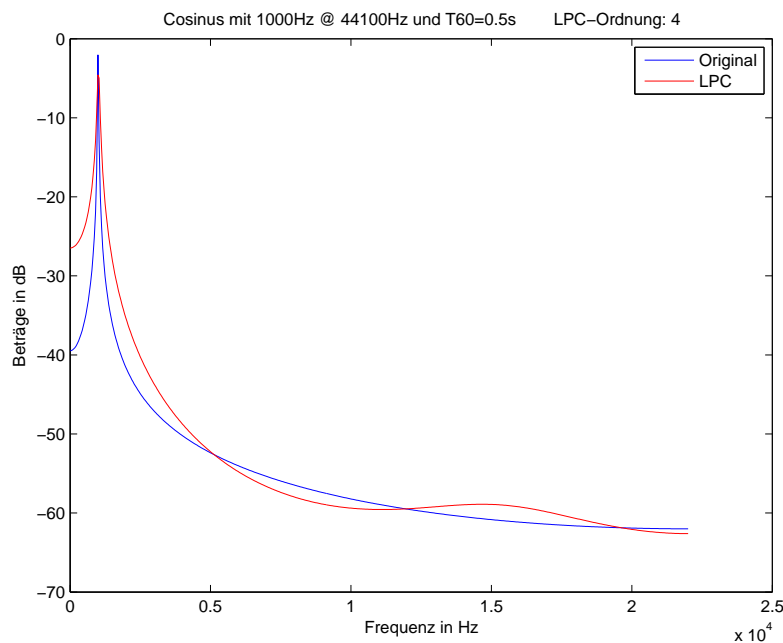
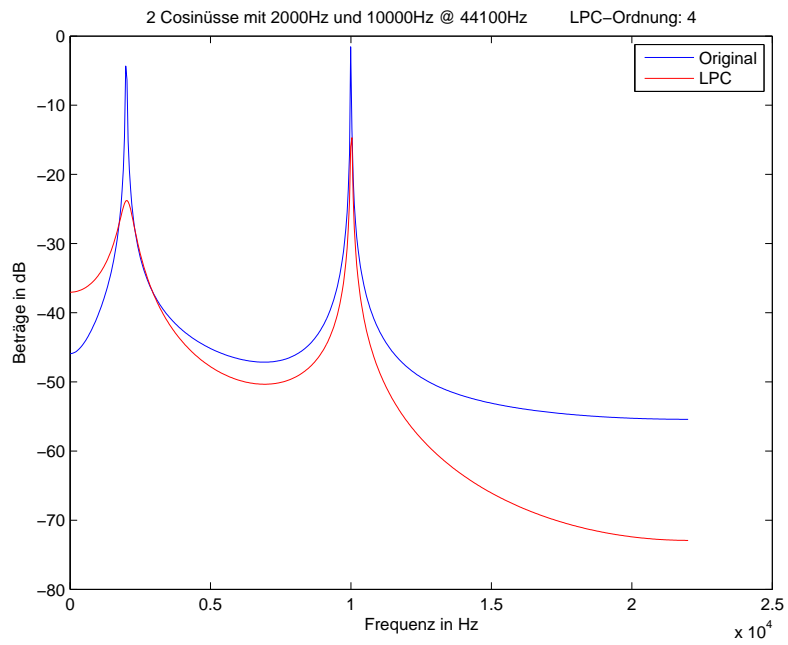
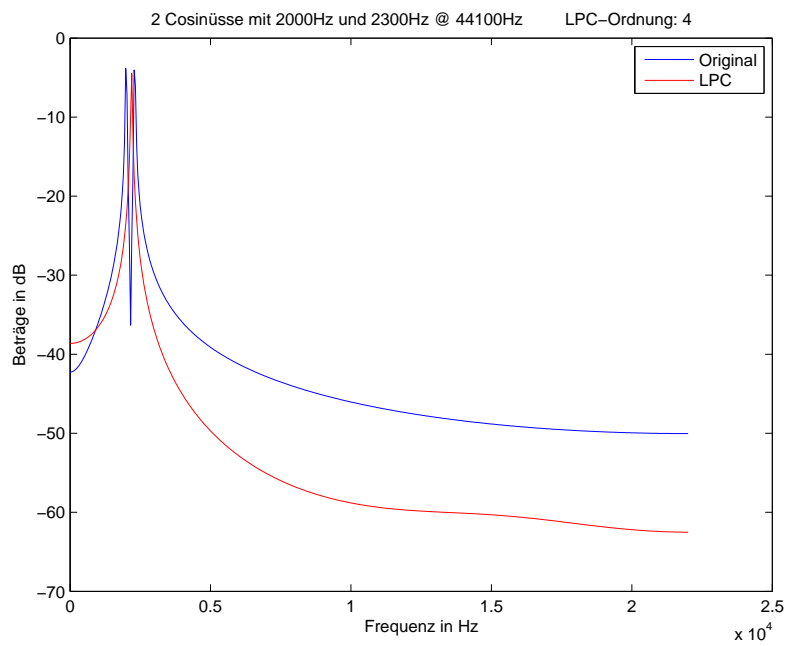


Abbildung 1: LPC bei einzelmem Sinussignal

Abbildung 2: LPC mit 2 überlagerten Sinussignalen (Δf groß)Abbildung 3: LPC mit 2 überlagerten Sinussignalen (Δf klein), niedrige LPC Ordnung

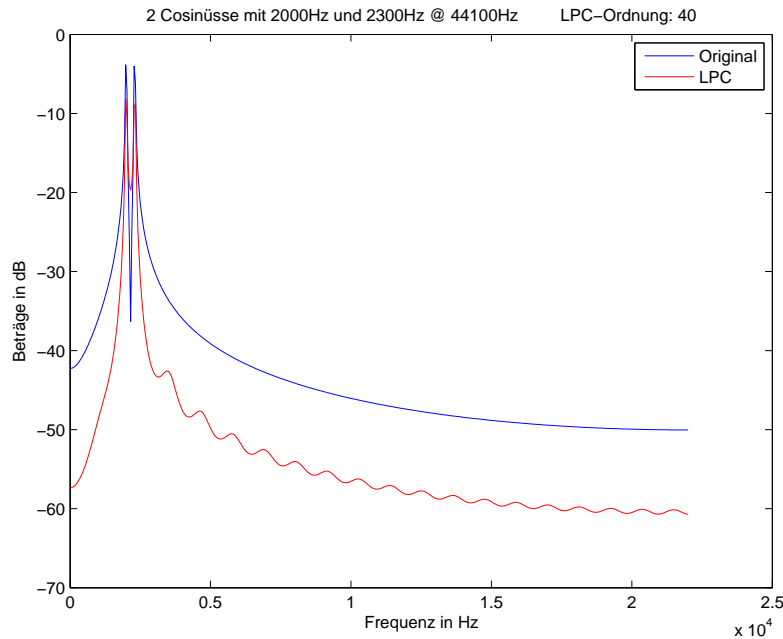


Abbildung 4: LPC mit 2 überlagerten Sinussignalen (Δf klein), hohe LPC Ordnung

Die Frequenzauflösung, also die Erkennbarkeit zweier verschiedener eng beieinander liegender Modalanteile, hängt offensichtlich von der LPC Ordnung p ab. Um eine genauere Untersuchung durchführen zu können, haben wir den relativen Frequenzabstand $\Delta f/f_s$ variiert und die minimale LPC Ordnung bestimmt, die zur getrennten Detektion der beiden Sinussignale benötigt wird. Wie man erkennen kann, folgt die minimale Ordnung $p_{min}(\Delta f/f_s) \propto 1/(\Delta f/f_s)$ (siehe Abb. 5). Zur Detektion zweier Frequenzanteile ist zudem mindestens eine Ordnung von $p = 4$ notwendig, da zwei konjugiert komplexe Polstellenpaare benötigt werden, um zwei Frequenzen abbilden zu können.

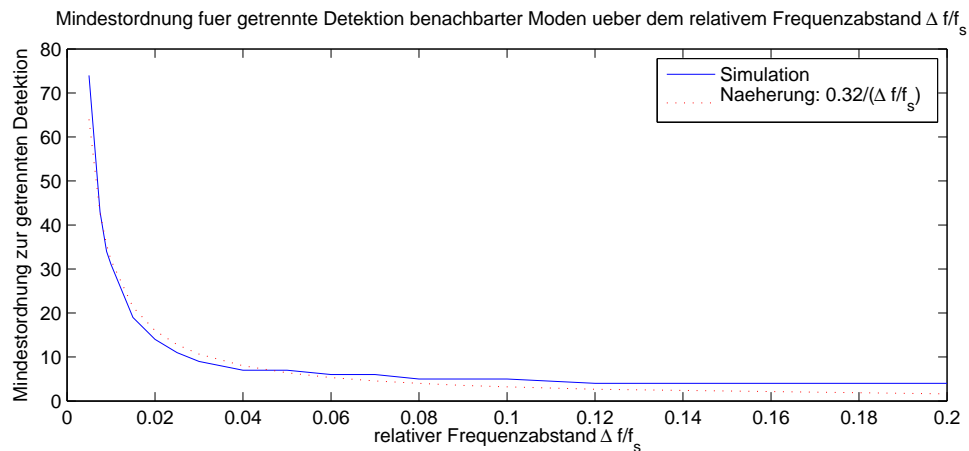


Abbildung 5: LPC Ordnung p über dem relativen Frequenzabstand $\Delta f/f_s$ zweier Sinussignale

2.3 Anwendung der LPC auf komplexe Signale

Um den Charakter des LPC Filters als spektral einhüllende des Originalspektrums zu verdeutlichen haben wir ein komplexes Signal (Vibraphonsample) aufgenommen und die LPC Ordnung variiert. Bei niedriger Ordnung ist das Spektrum des Originalsignals kaum erkennbar, mit steigender Ordnung schmiegt sich das LPC Filterspektrum dem Original immer mehr an. Je niedriger die Ordnung, desto höher ist also die Glättung des Spektrums. Man erkennt, dass die LPC mit höherer Ordnung die modalen Anteile im Vergleich zum Originalsignal schon etwas hervorhebt, bei niedriger Ordnung jedoch kein aussagekräftiges Ergebnis zur Frequenzbestimmung liefert.

Die Modalfrequenzen ließen sich bei hoher LPC Ordnung durch Detektion der lokalen Maxima im Spektrum schon herausfinden. Über die Methode der Polstellenbestimmung wird dies jedoch eleganter gelöst. Eine Aussage über das Ausklingverhalten lässt sich anhand des Spektrums nur bedingt machen, wenn man voraussetzt, dass die Amplitude der Anteile proportional zu deren Ausschwingzeit ist. Dies trifft in Raumimpulsantworten meist zu, ist aber bei Klangstrukturen im Allgemeinen nicht zu erwarten.

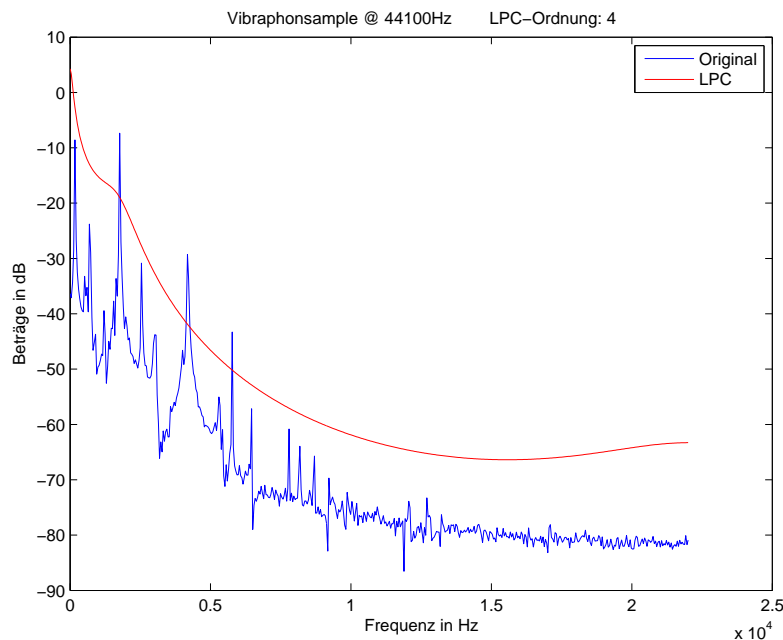


Abbildung 6: LPC 4. Ordnung bei Vibraphonsample

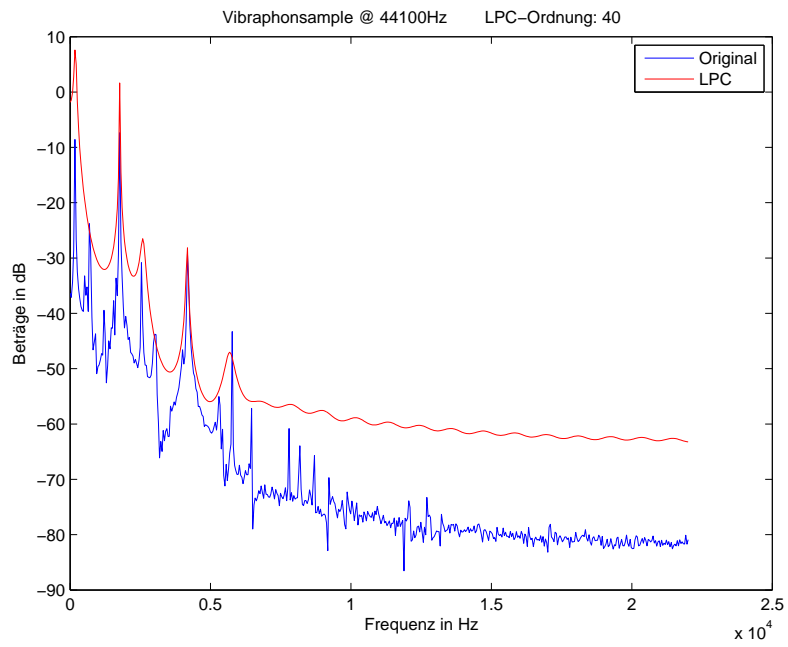


Abbildung 7: LPC 40. Ordnung bei Vibraphonsample

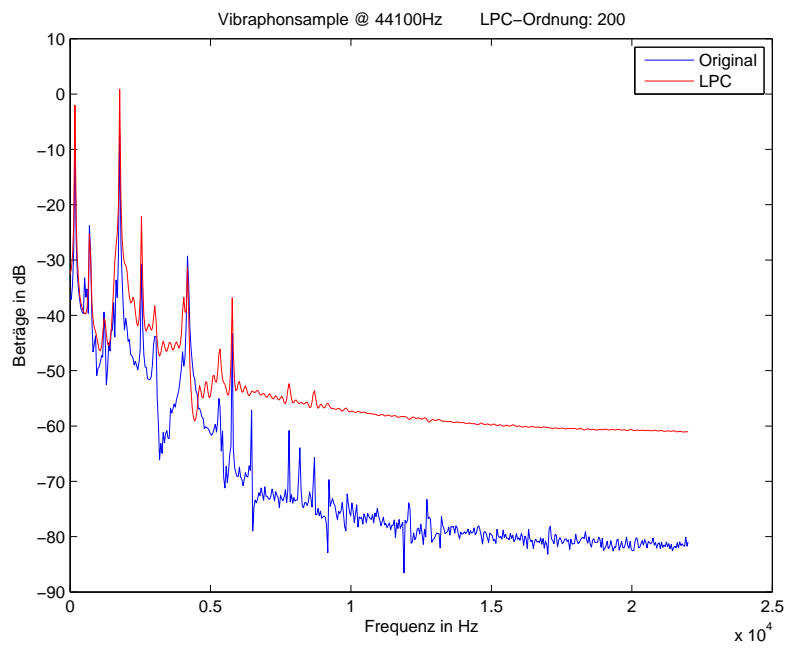


Abbildung 8: LPC 200. Ordnung bei Vibraphonsample

2.4 Performance-Analyse des LPC-Algorithmus

Wie wir bereits in den vorangegangenen Beispielen gesehen haben, ist die Genauigkeit der beiden gewünschten Schätzwerte für f_i und $T60_i$ abhängig von der LPC Ordnung p und der relativen Frequenzlage f/f_s . Im folgenden wollen wir dieses Phänomen näher untersuchen.

2.4.1 Variation der Ordnung

Betrachten wir zunächst ein Sinussignal mit $f = 1000\text{Hz}$ bei einer Samplingrate von $f_s = 44100\text{Hz}$ mit einer Abklingzeit $T60 = 0.5\text{s}$. Die LPC Ordnung wurde von 0 bis 300 erhöht. Die ermittelten Werte f_i und $T60$ aus der LPC Analyse wurden in einem Plot über die LPC Ordnung aufgetragen (siehe Abb. 9). Während die Frequenz schon bei niedriger Ordnung exakt erkannt wird, verhält sich die Schätzung der Ausklingzeit $T60$ eigenartig. Bei niedriger Ordnung wird die Zeit durchwegs zu kurz geschätzt, übertrifft dann aber den tatsächlichen Wert und schwingt sich um diesen ein. Eine Erklärung für dieses Verhalten ist in der Länge des verwendeten Signals zur Berechnung der LPC Koeffizienten über die Autokorrelation von p Samples zu finden. Bei einer Ordnung $p = 4$ werden lediglich 4 Samples zur Abschätzung der Ausklingzeit verwendet, die Ausklingzeit beträgt bei der verwendeten Samplingfrequenz $f_s = 44100$ genau 22050 Samples. Die Ungenauigkeit der Schätzung ist also nicht weiter verwunderlich.

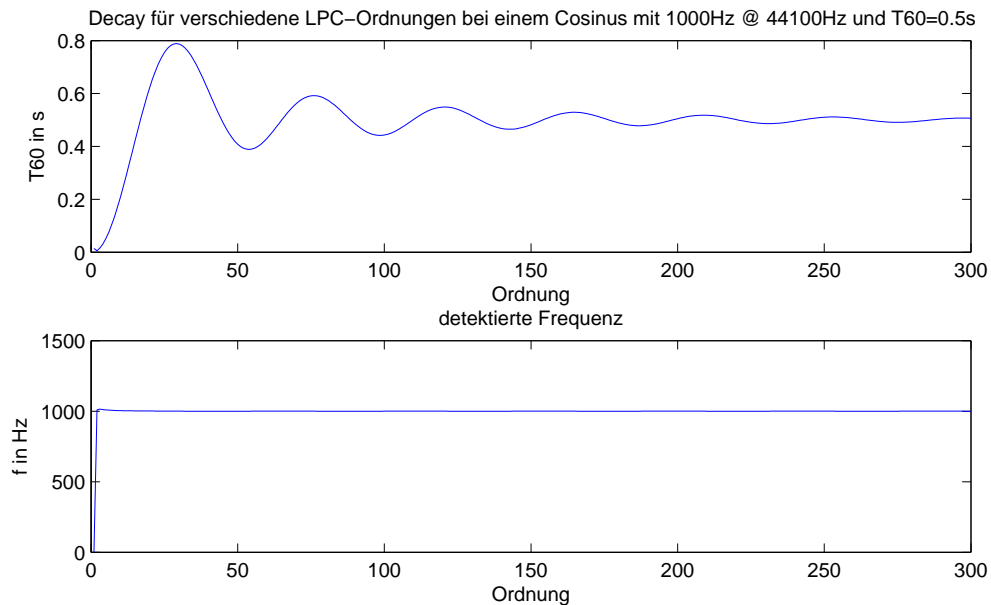
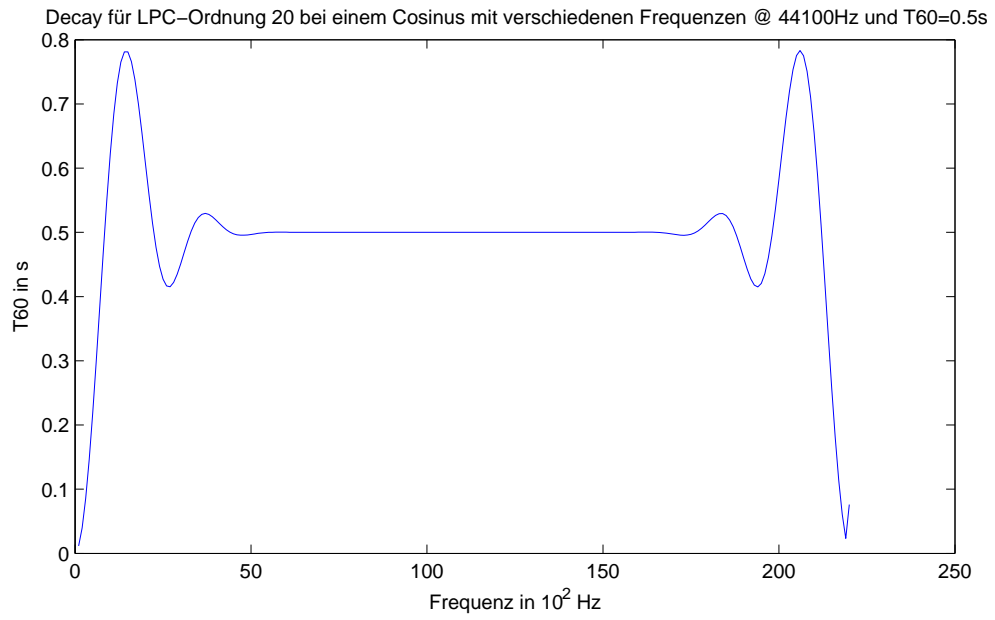
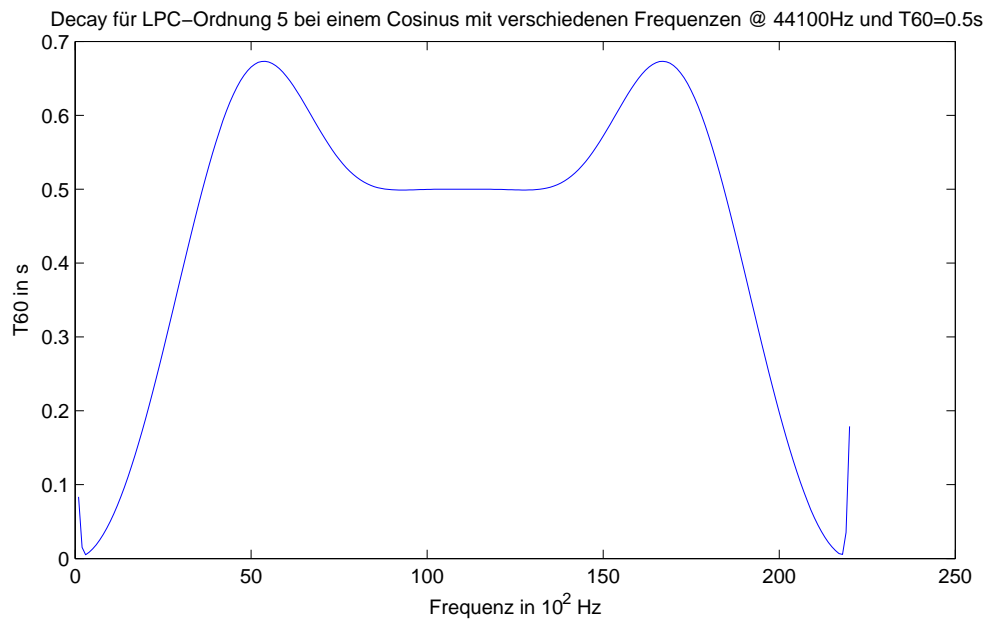


Abbildung 9: Variation der LPC Ordnung

2.4.2 Variation der Signalfrequenz

Als nächstes wurde das Sinussignal bei einer festen LPC Ordnung $p = 20$ über den kompletten Frequenzbereich $\Delta f = f_s/2 = 22050\text{Hz}$ variiert und die geschätzte Ausklingzeit $T60$ aufgetragen (siehe Abb. 10). Man erkennt, dass eine genaue Schätzung der Ausklingzeit nur in einem bestimmten Frequenzband möglich ist. Verringert man die LPC Ordnung auf $p = 5$ wird das Frequenzband der korrekten Schätzung noch kleiner (siehe Abb. 11).

Abbildung 10: Variation der Signalfrequenz, $p = 20$ Abbildung 11: Variation der Signalfrequenz, $p = 5$

3 Frequency Zooming (FZ)

Wie im vorhergehenden Kapitel gezeigt wurde, wird für eine gute Frequenzauflösung bei hoher Abtastrate f_s eine hohe Ordnung p für die LPC benötigt. Dies ergibt aber einen hohen Rechenaufwand ($\propto p^2$). Wichtig für die Erfassung als getrennte Moden ist dabei nicht der absolute Frequenzabstand Δf , sondern der Abstand relativ zur Samplingfrequenz $\Delta f/f_s$. So werden benachbarte Moden bei einer niedrigeren Samplingfrequenz bereits mit einer niedrigeren Ordnung richtig erkannt.

Dieses Phänomen ist die Grundlage für die *Frequency Zooming* Technik: Durch die Aufteilung in m Frequenzbänder, wird der relative Modenabstand $\Delta f/f_s$ so vergrößert, dass in den einzelnen Teilbändern nur noch eine LPC mit niedriger Ordnung berechnet werden muss, um die gleiche Auflösung wie vorher zu erreichen. Der Unterschied zur normalen LPC (über den gesamten Frequenzbereich) besteht nun darin, dass der Rechenaufwand sehr stark reduziert werden kann: Für $p = 400$ ergibt sich ein Rechenaufwand von $p^2 = 160000$ Zeiteinheiten. Bei einer Aufteilung in $m = 100$ Teilbänder, in denen jeweils mit einer Ordnung $p = 4$ gerechnet wird, ergeben sich nur $m \cdot p^2 = 1600$. [Bemerkung: Diese Berechnung geht davon aus, dass die Filterung keine Rechenzeit braucht. In der Realität ist der Unterschied zwischen der normalen LPC und der *Frequency Zooming* Technik nicht ganz so extrem.]

3.1 Funktionsweise von FZ ²

Die folgende Abbildung zeigt den Ablauf des *Frequency Zooming*.

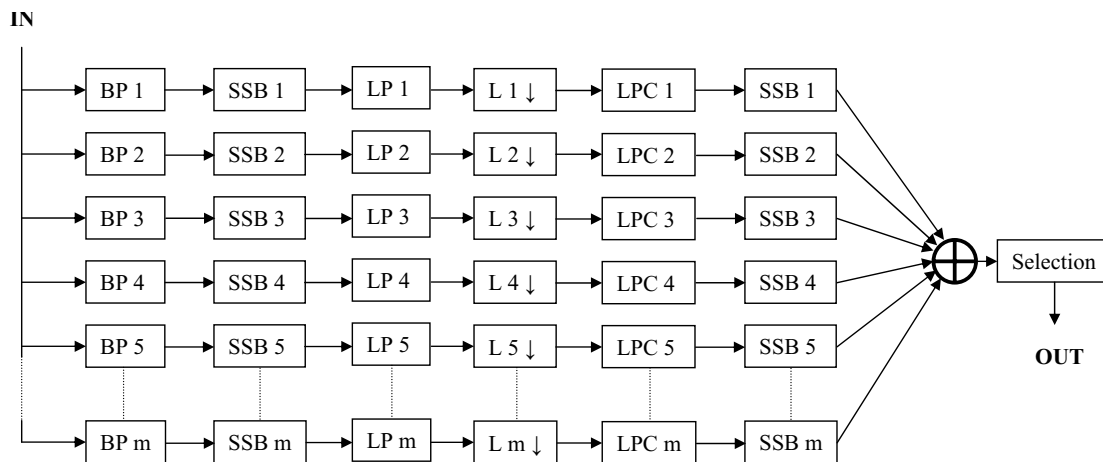


Abbildung 12: Ablauf des Frequency Zooming

3.1.1 Bandpassfilter

Zuerst wird das Eingangssignal Bandpass gefiltert. Dazu haben wir Butterworth-Filter 2. Ordnung verwendet. Das Nutzfrequenzband ($f_s/2$) wird dabei in k_{Zoom} Bänder mit festen (Kap. 3.2 und Kap. 3.4) oder Bark-Bandbreiten (Kap. 3.3) unterteilt. Abhängig von der Nähe der Mittenfrequenzen der äußeren Bänder zu der unteren/oberen Grenzfrequenz (0, ($f_s/2$)) wurden die entsprechenden Bänder in Tief- bzw. Hochpässe umgeformt.

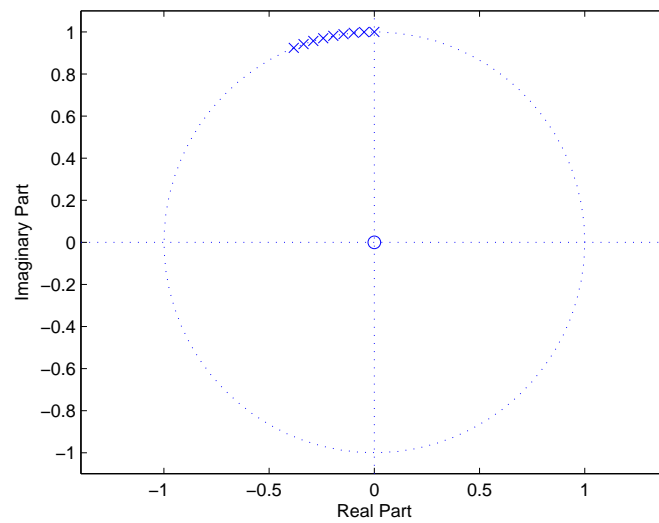
²Basierend auf einem Vorschlag von M. Karjalainen (AES Paper "FZ-AR/FZ-ARMA") [2]

3.1.2 Modulation

Dann erfolgt eine Modulation, um die untere Frequenz f_m des jeweiligen Bandes zur Frequenz 0 zu verschieben:

$$h_m(n) = e^{-j\Omega_m n} h(n) \quad (8)$$

mit $\Omega_m = 2\pi f_m / f_s$.



3.1.3 Antialiasingfilter + Downsampling

Vor dem Downsampling mit f_s/k_{Zoom} durchlaufen die Signale ein Antialiasing-Filter (Butterworth-Filter 4. Ordnung).

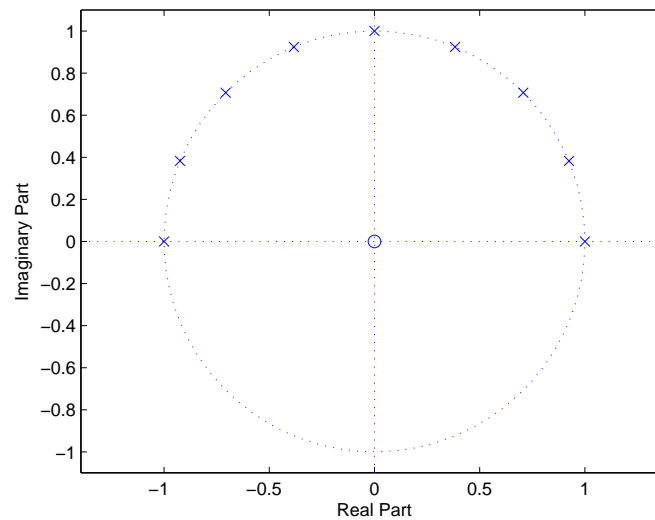


Abbildung 15: Pol-Nullstellen-Diagramm nach dem Downsampling mit Faktor 8

3.1.4 LPC

Anschließend wird auf jedes der k_{Zoom} Signale eine LPC niedriger Ordnung angewendet. Nun werden die Nullstellen des Polynoms bestimmt. Da wir das Prädiktorfehler-Filter benötigen, werden die gefundenen Nullstellen zu den Polstellen \hat{z}_i .

3.1.5 Rückmodulation

Um die Polstellen wieder an die richtige Stelle im Einheitskreis zurückzumapen, werden diese rückmoduliert:

$$z_i = \hat{z}_i^{1/k_{Zoom}} e^{j\Omega_m} \quad (9)$$

mit $\Omega_m = 2\pi f_m/f_s$.

3.1.6 Zusammenführen und Selektion

Nach der Rückmodulation liegen die einzelnen Bänder und somit auch die gefundenen Polstellen bei ihrer ursprünglichen Frequenz. Um Mehrfachbelegungen von Moden zu eliminieren, selektieren wir innerhalb eines schmalen Toleranzbandes nur die jeweils stärkste Mode, d.h. diejenige mit der längsten Decay-Zeit. Zusätzlich werde noch Moden bei negativen Frequenzen entfernt. Außerdem besteht die Möglichkeit, eine gewünschte Anzahl an stärksten Moden auszuwählen. Dieses Feature ist besonders für die Resynthese (Kap. 4) von Bedeutung.

3.2 FZ mit festen Bandbreiten (FZ-AR)

Bei *Frequency Zooming* mit festen Bandbreiten wird der Nutzfrequenzbereich äquidistant in k_{Zoom} Bänder unterteilt. Die folgenden Abbildungen zeigen die Filter für eine Grenzfrequenz von $5kHz$ bei $k_{Zoom} = 10$ bzw. 50 .

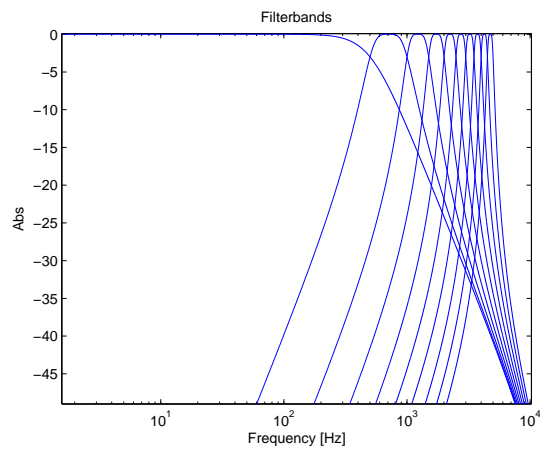


Abbildung 16: Bandpassfilter für FZ-AR mit 10 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz

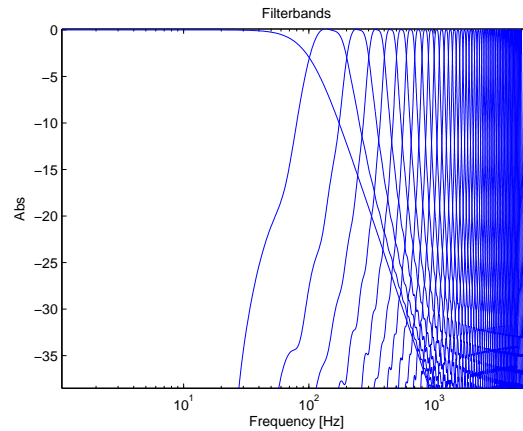


Abbildung 17: Bandpassfilter für FZ-AR mit 50 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz

3.3 FZ mit Bark-Bandbreiten (BZ-AR) ³

Bei dieser Methode wird das Eingangssignal gehörgerecht in Bark-Bänder unterteilt, deren Anzahl je nach oberer Grenzfrequenz variiert. In der folgenden Abbildung ist ein Filter für eine Grenzfrequenz von 5kHz mit 20 Bändern dargestellt.

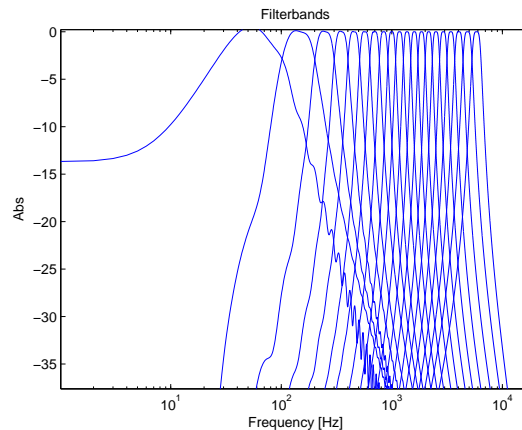


Abbildung 18: Bandpassfilter für BZ-AR mit 20 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz

3.4 FZ mit variabler Bandauswahl (Adaptive FZ-AR)

Dieses Verfahren bietet eine variable Auswahl von Bändern mit konstanter Bandbreite bei einem Zooming-Faktor von $k_{Zoom} = 100$. Zur Bestimmung der Auswahl wird das Langzeit-Spektrum des Eingangssignals herangezogen. Da Peaks in diesem Spektrum auf einen hohen Anteil an der Energie im entsprechenden Bereich schließen lassen, werden in diesem Bereich potentielle Moden vermutet. Die detektierten Peaks bilden die Mittenfrequenzen der Bandpassfilter. Somit liegen die potentiellen Moden genau in der Mitte des Durchlassbereichs. Dadurch ergibt sich eine minimale Verfälschung durch die Filter und eine optimale Voraussetzung für die Bestimmung der Ausklingzeit (siehe Kap. 2.4.2).

Die folgenden Abbildungen zeigen die adaptive Bandauswahl für ein Eingangssignal aus 2 Sinustönen (2000Hz und 2300Hz). Im ersten Fall war die Vorgabe 2 Frequenzbereiche zu selektieren, im zweiten 10. Wie man erkennen kann bilden die 10 Filter im zweiten Fall den selben Frequenzbereich ab wie im ersten.

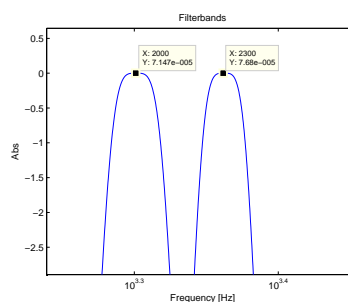


Abbildung 19: Bandpassfilter für Adaptive FZ-AR mit 2 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz

³Basierend auf einem Toningenieurprojekt von M. Jammer [4]

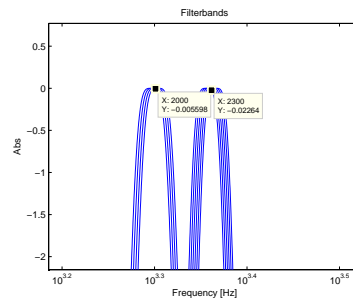


Abbildung 20: Bandpassfilter für Adaptive FZ-AR mit 10 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz

3.5 Vergleich der Verfahren

Im diesem Teil werden die o.g. Verfahren für zwei verschiedenen Eingangssignale verglichen. Dargestellt wird jeweils das Endergebnis für Frequenz und Ausklingzeit nach dem Selektionsfilter.

3.5.1 Sinussignale

Als Eingangssignal dient hier die Addition zweier Sinussignale: das erste hat eine Frequenz von 2kHz und eine Ausklingzeit von $0,5\text{s}$, das zweite $2,3\text{kHz}$ und $0,7\text{s}$. Das Postfilter für die Selektion wählt die beiden stärksten Moden aus.

Die folgenden Ergebnisse erhält man bei einer LPC-Ordnung von 2:

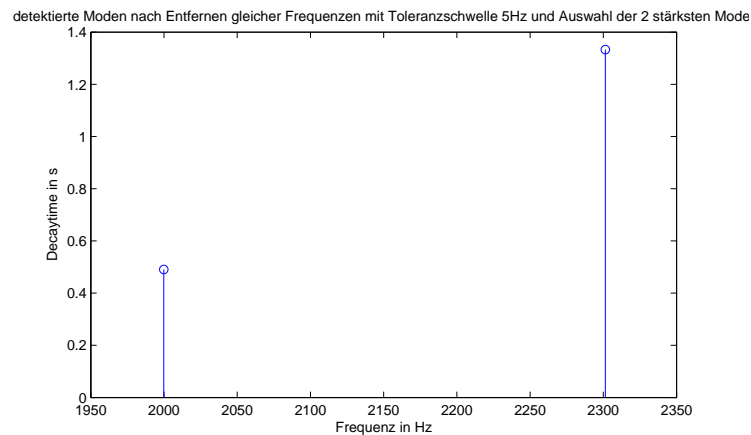


Abbildung 21: Sinussignale: FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 2. Ordnung

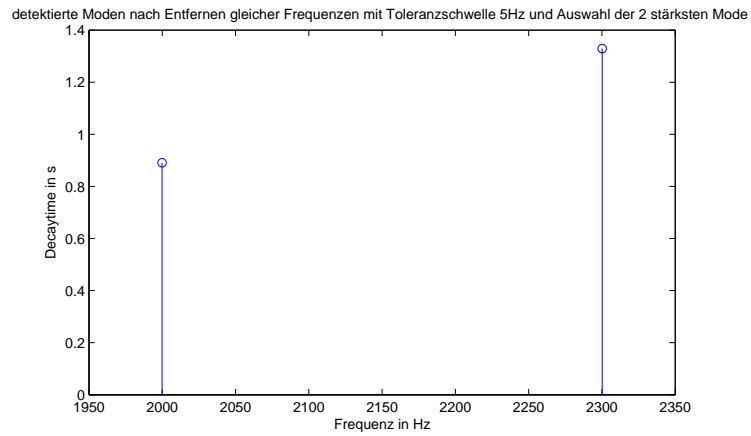


Abbildung 22: Sinussignale: FZ-AR mit 100 Bändern und LPC 2. Ordnung

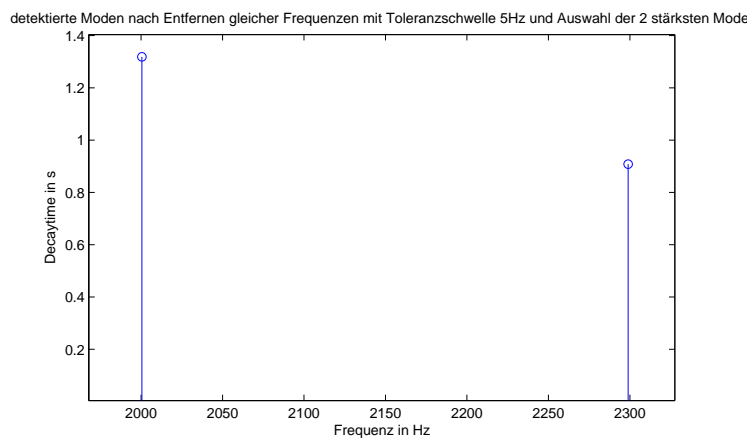


Abbildung 23: Sinussignale: BZ-AR mit 20 Bändern und LPC 2. Ordnung

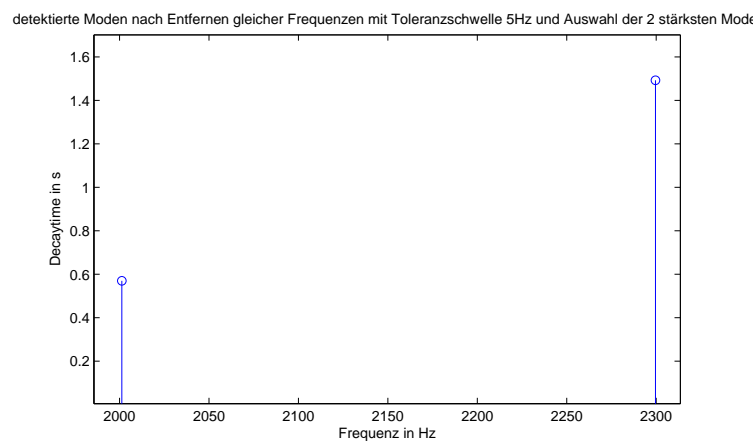


Abbildung 24: Sinussignale: Adaptive FZ-AR mit 2 Bändern und LPC 2. Ordnung

Wie man erkennen kann, sind die Frequenzen bereits bei solch einer niedrigen Ordnung richtig erkannt worden. Die Ausklingzeiten sind aber bei allen Verfahren noch unbrauchbar. Dass die Werte bei Bark-Filterung noch schlechter sind liegt daran, dass die Frequenzen ungünstig im Übergangsbereich der Filter liegen. Genau dieses Problem soll durch Adaptive FZ-AR behoben werden.

Für eine LPC Ordnung von 20 erhält man folgende Ergebnisse:

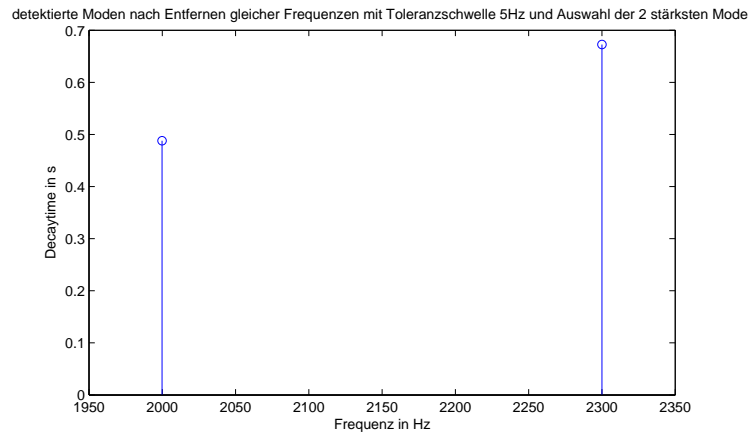


Abbildung 25: Sinussignale: FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 20. Ordnung

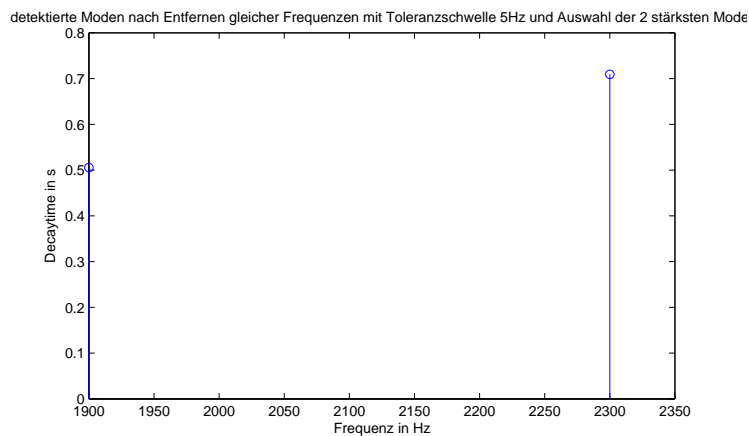


Abbildung 26: Sinussignale: FZ-AR mit 100 Bändern und LPC 20. Ordnung

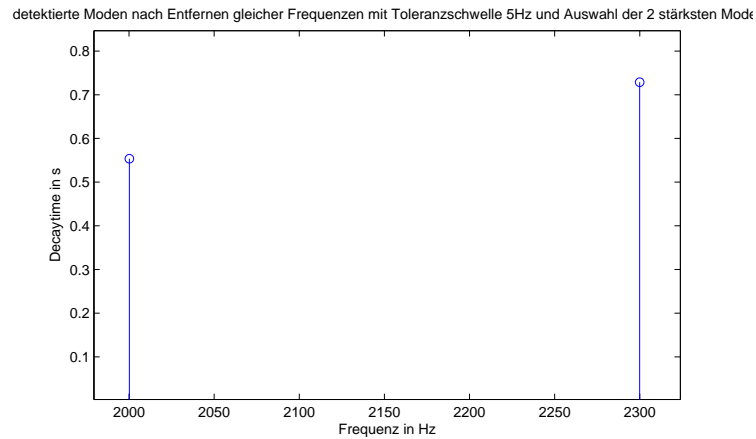


Abbildung 27: Sinussignale: BZ-AR mit 20 Bändern und LPC 20. Ordnung

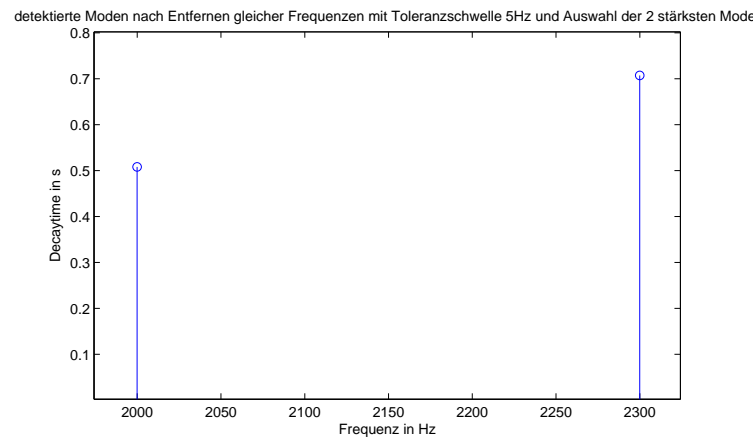


Abbildung 28: Sinussignale: Adaptive FZ-AR mit 2 Bändern und LPC 20. Ordnung

Bei einer LPC-Ordnung von 20 werden nun auch die Ausklingzeiten gut erkannt, wobei die Bark-Filterung wieder etwas schlechter und die adaptive Filterung am besten abschneidet. Die Gründe liegen wieder bei der Lage der Signalfrequenzen im Vergleich zu denen der Filters. Grundsätzlich ist noch zu erwähnen, dass das Adaptive FZ-AR weitaus schneller ist als die anderen Verfahren. Das liegt daran, dass in diesem Beispiel nur zwei Bänder betrachtet werden.

3.5.2 Vibraphon

Eine größere Herausforderung stellt die Analyse von realen akustischen Instrumentalklängen dar. Wir haben den Ton f (176Hz) eines Vibraphons als Beispiel benutzt. Hier wurden vom Postfilter die sechs stärksten Moden ausgewählt.

Wieder beginnen wir mit einer LPC-Ordnung von 2:

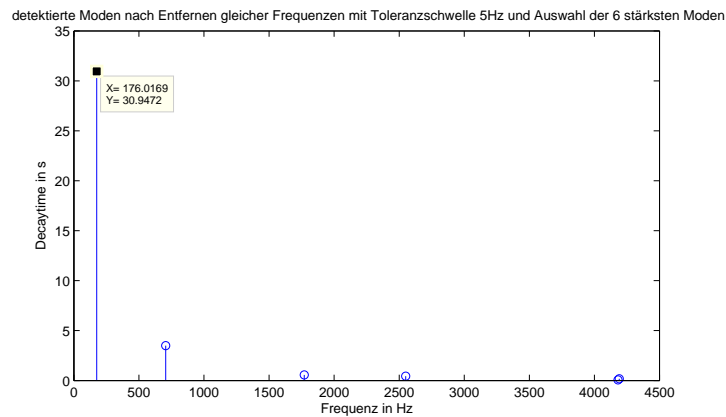


Abbildung 29: Vibraphon: FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 2. Ordnung

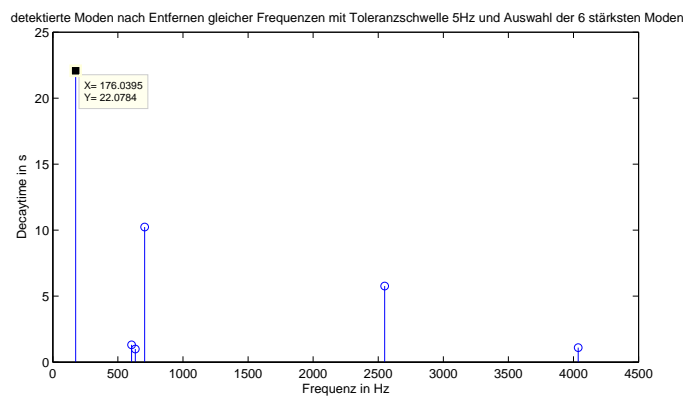


Abbildung 30: Vibraphon: FZ-AR mit 100 Bändern und LPC 2. Ordnung

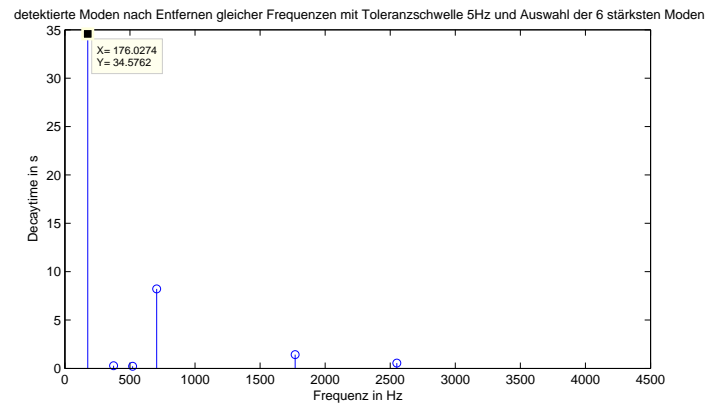


Abbildung 31: Vibraphon: BZ-AR mit 20 Bändern und LPC 2. Ordnung

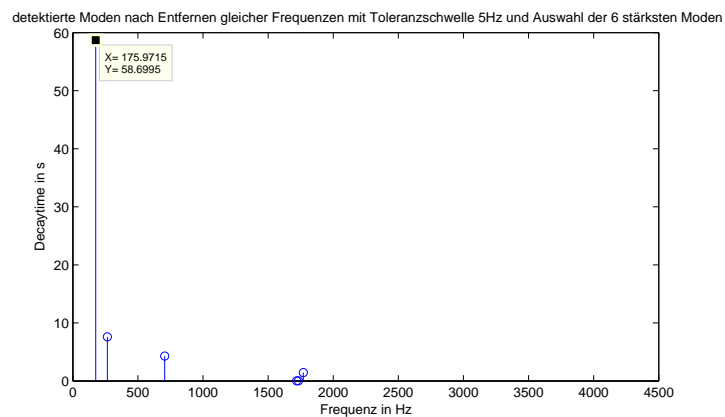


Abbildung 32: Vibraphon: Adaptive FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 2. Ordnung

Auch hier werden die Frequenzen (zumindest die Grundfrequenz bei 176Hz) richtig detektiert. Die Ausklingzeiten sind wegen der geringen LPC-Ordnung noch nicht brauchbar. Wieder erkennt man den deutlichen Geschwindigkeitsvorteil der adaptiven Variante (v.a. im Vergleich zu FZ-AR mit 100 fixen Bändern).

Für eine LPC Ordnung von 20 erhält man folgende Ergebnisse:

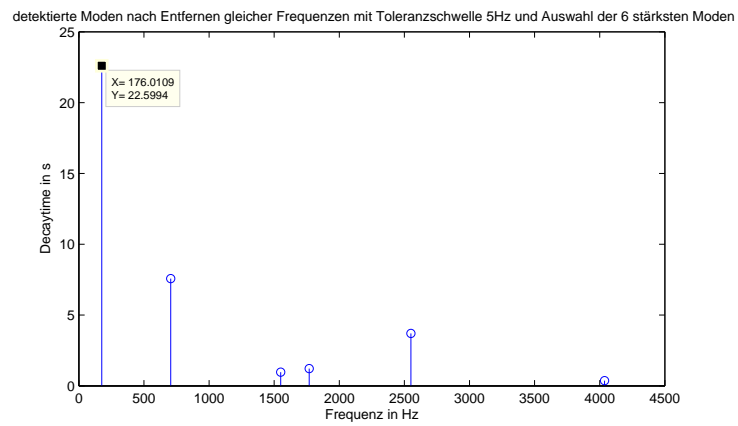


Abbildung 33: Vibraphon: FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 20. Ordnung

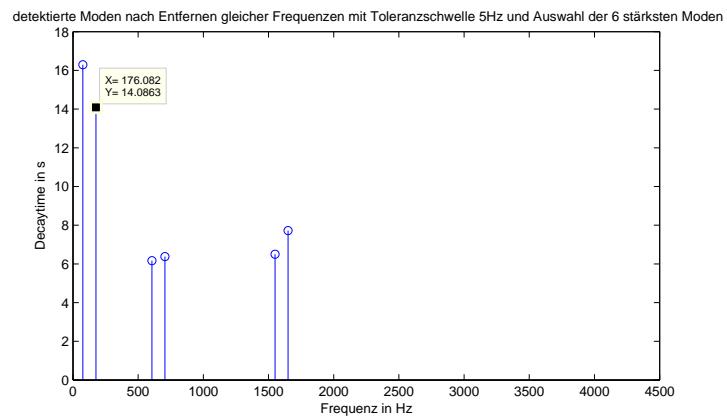


Abbildung 34: Vibraphon: FZ-AR mit 100 Bändern und LPC 20. Ordnung

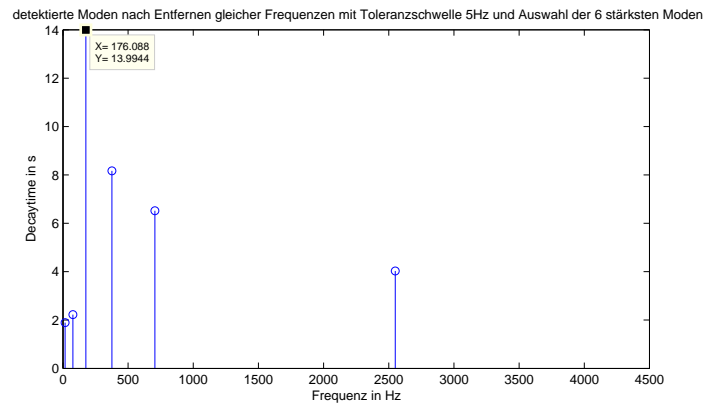


Abbildung 35: Vibraphon: BZ-AR mit 20 Bändern und LPC 20. Ordnung

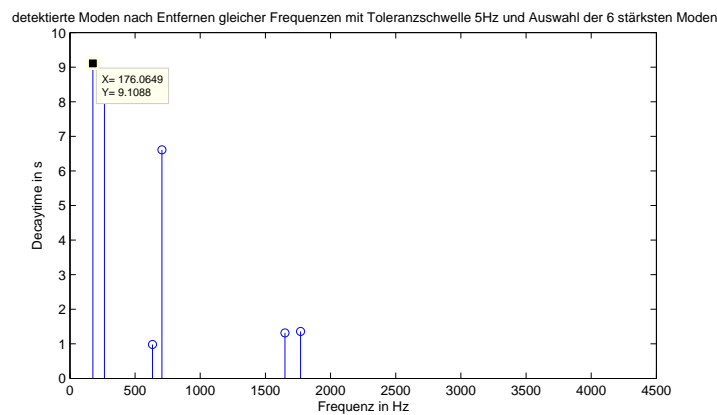


Abbildung 36: Vibraphon: Adaptive FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 20. Ordnung

Bei dieser Ordnung erhält man schon realistischere Werte für die Ausklingzeiten, außer bei 10 fixen Bändern. Das liegt darin, dass viele Moden in den selben Bandpassbereich fallen und die LPC dort mehrere Moden detektieren muss. Die besten liefert die adaptive Methode, was auch durch einen akustischen Vergleich zwischen Original und resynthetisiertem Signal zu erkennen ist.

4 Resynthese

Zur klanglichen Überprüfung der Analyseergebnisse haben wir aus den berechneten (und selektierten) Moden das Signal resynthetisiert. Dazu haben wir eine einfache additive Synthese aus exponentiell abklingenden Cosinustermen verwendet:

$$y(n) = \sum_{i=1}^m A_i \cdot \cos(2\pi \cdot f_i \cdot n / f_s) \cdot (10^{-3})^{(n / (T_{60,i}) / f_s)} \quad (10)$$

mit

- $T_{60,i}$...Ausklingzeit der Mode i
- f_i ...Frequenz der Mode i
- A_i ...Anfangsamplitude der Mode i.

Die Anfangsamplitude wurde aus dem Spektrum des Eingangssignals bestimmt. Dazu wurden lediglich die Samples 2001 bis 4205 herangezogen. Grund dafür war das Weglassen des Anschlags (ca. erste 2000 Samples) und die Verwendung möglichst weniger Samples unter der Bedingung der richtigen Darstellung der tiefsten Frequenz (20 Hz \Rightarrow 2205 Samples). Um die Frequenzauflösung auf 1/10 Hz zu erhöhen wurde das Spektrum mit 10facher Samplingfrequenz ($10f_s = 441kHz$) berechnet.

5 Fazit

Die Modalanalyse mit Hilfe der LPC ist eine interessante Alternative zu klassischen Verfahren, wie z.B. der DFT-Analyse oder der einfachen Betrachtung im Zeitbereich. Vorteil ist die hohe Frequenzauflösung, die einfache Abschätzung der Ausklingzeiten sowie die Möglichkeit der direkten Resynthese mit den gewonnenen Parametern.

Probleme, die bei der einfachen LPC Analyse auftreten, sind zum einen die schlechte Trennung nah beieinander liegender Moden bei niedriger Ordnung und zum anderen die Bestimmung der korrekten Ausklingzeiten aus den Polradien.

Das erste Problem ist durch die Erhöhung der Ordnung zwar lösbar, erfordert jedoch hohen Rechenaufwand. Hier liegt der Vorteil des *Frequency Zooming*: Durch die Aufteilung in mehrere Bänder und die damit verbundene Erhöhung des relativen Modenabstands $\Delta f / f_s$ kann die LPC Ordnung bei gleichbleibender Auflösung verringert werden.

Das zweite Problem wird von den FZ Verfahren mit festgelegten Mittenfrequenzen auch noch nicht gelöst, da hierbei die Modenanteile in Randbereichen der Filterbänder liegen können. Erst durch die Adaptierung der Filterbänder an das Signal kann eine korrekte Schätzung der Ausklingzeiten erreicht werden.

Weitere Verbesserungen des Verfahrens sind denkbar. So könnte z.B. die Bandbreite der Filter ebenfalls adaptiv an die Modendichte angepasst werden, so dass immer nur genau eine Mode pro Band zu liegen kommt.

6 Literaturverzeichnis

1. Udo Zölzer: "*DAFX: Digital Audio Effects*"
2002 Wiley and Sons, ISBN: 978-0471490784
2. Matti Karjalainen, Paulo A. A. Esquef , Po ju Antsalo, Aki Mäkivirta, and Vesa Välimäki:
"*AR/ARMA Analysis and Modeling of Modes in Resonant and Reverberant Systems* "
AES Paper 5590, 112th Convention, Munich, Germany
3. MathWorks, Inc.: "*MATLAB Signal Processing Toolbox*"
User's Guide, 2007
4. Margherita Jammer: "*Klangmodellierung von Gamelaninstrumenten basierend auf exponentiell ausschwingenden Sinuskomponenten*"
Toningenieurprojekt, Graz 2008

7 Abbildungsverzeichnis

1	LPC bei einzeltem Sinussignal	4
2	LPC mit 2 überlagerten Sinussignalen (Δf groß)	5
3	LPC mit 2 überlagerten Sinussignalen (Δf klein), niedrige LPC Ordnung	5
4	LPC mit 2 überlagerten Sinussignalen (Δf klein), hohe LPC Ordnung	6
5	LPC Ordnung p über dem relativen Frequenzabstand $\Delta f/f_s$ zweier Sinussignale	6
6	LPC 4. Ordnung bei Vibraphonsample	7
7	LPC 40. Ordnung bei Vibraphonsample	8
8	LPC 200. Ordnung bei Vibraphonsample	8
9	Variation der LPC Ordnung	9
10	Variation der Signalfrequenz, $p = 20$	10
11	Variation der Signalfrequenz, $p = 5$	10
12	Ablauf des Frequency Zooming	11
13	Pol-Nullstellen-Diagramm vor der Modulation	12
14	Pol-Nullstellen-Diagramm nach der Modulation mit $\pi/2$	12
15	Pol-Nullstellen-Diagramm nach dem Downsampling mit Faktor 8	13
16	Bandpassfilter für FZ-AR mit 10 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz	14
17	Bandpassfilter für FZ-AR mit 50 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz	14
18	Bandpassfilter für BZ-AR mit 20 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz	15
19	Bandpassfilter für Adaptive FZ-AR mit 2 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz	15
20	Bandpassfilter für Adaptive FZ-AR mit 10 Bändern; Grenzfrequenz: 5kHz	16
21	Sinussignale: FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 2. Ordnung	16
22	Sinussignale: FZ-AR mit 100 Bändern und LPC 2. Ordnung	17
23	Sinussignale: BZ-AR mit 20 Bändern und LPC 2. Ordnung	17
24	Sinussignale: Adaptive FZ-AR mit 2 Bändern und LPC 2. Ordnung	17
25	Sinussignale: FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 20. Ordnung	18
26	Sinussignale: FZ-AR mit 100 Bändern und LPC 20. Ordnung	18
27	Sinussignale: BZ-AR mit 20 Bändern und LPC 20. Ordnung	19
28	Sinussignale: Adaptive FZ-AR mit 2 Bändern und LPC 20. Ordnung	19
29	Vibraphon: FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 2. Ordnung	20
30	Vibraphon: FZ-AR mit 100 Bändern und LPC 2. Ordnung	20
31	Vibraphon: BZ-AR mit 20 Bändern und LPC 2. Ordnung	21
32	Vibraphon: Adaptive FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 2. Ordnung	21
33	Vibraphon: FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 20. Ordnung	22
34	Vibraphon: FZ-AR mit 100 Bändern und LPC 20. Ordnung	22
35	Vibraphon: BZ-AR mit 20 Bändern und LPC 20. Ordnung	23
36	Vibraphon: Adaptive FZ-AR mit 10 Bändern und LPC 20. Ordnung	23