



(19) Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 10 2005 002 188 A1 2005.09.01

(12)

## Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: 10 2005 002 188.3

(22) Anmeldetag: 17.01.2005

(43) Offenlegungstag: 01.09.2005

(51) Int Cl.<sup>7</sup>: G06F 17/50

(30) Unionspriorität:

04026126 06.02.2004 GB

(71) Anmelder:

Agilent Technologies, Inc. (n.d.Ges.d.Staates  
Delaware), Palo Alto, Calif., US

(74) Vertreter:

Schoppe, Zimmermann, Stöckeler & Zinkler, 82049  
Pullach

(72) Erfinder:

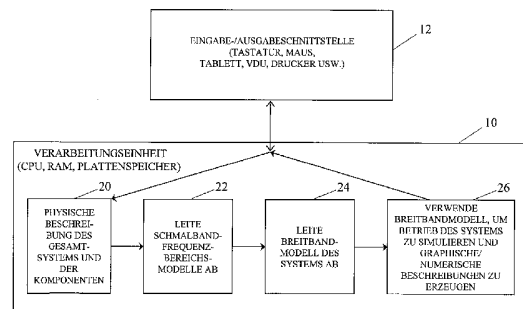
Dhaene, Tom, Gent, BE; Knockaert, Luc, Gent, BE

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: Breitbandsystemmodelle

(57) Zusammenfassung: Ein Verfahren zum Verketteten einer Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen eines linearen zeitinvarianten (LTI-) Systems, wobei jedes Modell die Betriebscharakteristika des Systems über einen unterschiedlichen jeweiligen Frequenzbereich hinweg beschreibt, um ein einziges Breitbandmodell abzuleiten, das die Betriebscharakteristika des Systems über den gesamten Frequenzbereich, der in den Schmalbandmodellen enthalten ist.



**Beschreibung**

**[0001]** Diese Erfindung bezieht sich auf Breitbandsystemmodelle und insbesondere, jedoch nicht ausschließlich, auf Verfahren und Vorrichtungen zum Verketteten einer Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen eines linearen zeitinvarianten (LTI – linear time-invariant) Systems, um ein einzelnes Breitbandmodell abzuleiten, das die Betriebscharakteristika des Systems über den gesamten Frequenzbereich, den die Schmalbandmodelle umfassen, beschreibt.

**[0002]** Die Verwendung von Systemsimulationstechniken, um komplexe dynamische Systeme zu entwerfen und zu analysieren, wobei mathematische Beschreibungen der Charakteristika von Komponenten des Systems integriert werden, verbreitet sich mehr und mehr. Beispiele umfassen Automobil- und Luftfahrtprodukte und elektronische Produkte wie z. B. Mobiltelefone und Heimempfänger für Satelliten-TV-Übertragungen. Dieser Trend wird von einer Zunahme des Dynamikbereichs begleitet, über den derartige Simulationstechniken das Verhalten der Systeme präzise nachahmen bzw. modellieren müssen. Beispielsweise müssen manche elektronische Schaltungen für einen voraussehbaren Betrieb über einen Frequenzbereich Gleichstrom bis 10 GHz oder sogar 100 GHz entworfen werden. Diese Systeme sind üblicherweise von einer Art, die als linear zeitinvariant (LTI) bekannt ist, was bedeutet, dass sie das Prinzip der Überlagerung erfüllen und dass Zeitverschiebungen bei dem Eingangssignal gleiche Zeitverschiebungen bei dem Ausgangssignal erzeugen.

**Stand der Technik**

**[0003]** Bekannte Simulationstechniken umfassen adaptive Frequenzabtastung (AFS – adaptive frequency sampling) („Adaptive frequency sampling algorithm for fast and accurate S-parameter modelling of general planar structures“, T. Dhaene, J. Ureel, N. Fache & D. De Zutter, Proceedings of the IEEE International Microwave Symposium, Mai 1995) und Schmalbandinformationsverfahren („Accurate computation of wide-band response of electromagnetic systems using narrow-band information“, K. Kottapali, T. K. Sarkar, Y. Hua, E. K. Miller & G. J. Burke, IEEE Trans. Microwave Theory Techn, April 1991; und „Efficient frequency-domain modelling and circuit simulation of transmission lines“, L. M. Silveira, I. M. Elfadel, J. K. White, M. Chilukuri & K. S. Kundert, IEEE Trans. Components, Packaging and Manufacturing Technol., Part B: Advanced Packaging, Vol. 17, Nr. 4, S. 505–513, Nov. 1994). Die Verwendung dieser Techniken bei tatsächlichen Schaltungssimulationen erzeugt mehrere stückweise rationale Modelle, die nur über relativ kleine Frequenzbereiche hinweg gelten. Jedoch erfordert eine weitere Verarbeitung, z. B. mittels SPICE-Netzlisten (SPICE = Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis, Simulationsprogramm für die Simulation von ICs elektrischer Bauelemente) ein einziges „globales“ rationelles Modell, das über den gesamten Frequenzbereich hinweg gültig ist.

**[0004]** Frühere Vorschläge zum Lösen des Problems des Konstruierens von globalen Breitbandmodellen auf der Basis mehrerer rationaler Schmalbandannäherungen umfassen folgende:

1. Einen unkomplizierten Systemidentifizierungsansatz der „rohen Gewalt“, wie er bei „Identifying S-parameter models in the Laplace domain for high frequency multiport linear networks“, A. Verschueren, Y. Rolain, R. Vuerinckx & G. Vandersteen, Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International, Vol. 1, Juni 1998, beschrieben ist. Eigentlich besteht dieser Ansatz aus einem bloßen erneuten Abtasten über den gesamten Frequenzbereich hinweg, ohne die bekannten Charakteristika (z. B. Pole, Nullen, Verstärkungen) der stückweisen rationalen Modelle zu nutzen, und verliert somit relevante Informationen aus den Augen. Diese Technik weist die folgenden praktischen Nachteile auf: Es ist ein rechentechnisch kostspieliges Rohe-Gewalt-Verfahren; es gibt keine Nutzung vorab bekannten Wissens (Pole/Nullen, Pole/Reste); es gibt zahlreiche Stabilitätsprobleme, wenn das modellierte System eine hohe Anzahl von Polen aufweist; es kann ein Überabtasten auftreten (zu viele Datenabtwerte); ein Übermodellieren (zu viele Pole) ist wahrscheinlich.
2. Komplexes Frequenzsprungverfahren (CFH – Complex Frequency Hopping), das bei „Analysis of interconnect networks using complex frequency hopping (CFH)“, E. Chiprout & M. S. Nakhla, IEEE Trans. Computer-Aided Design, Vol. 14, Nr. 2, S. 186–200, Februar 1995, beschrieben ist. Dies ist eine heuristische Technik, die einen relativ kleinen Satz von dominanten Polen mehrerer Schmalbandfrequenzbereiche zu einem Modell eines globalen Systems kombiniert. CFH verwendet das Konzept des „Momentabgleichens“ („moment matching“), um eine Mehrpunkt-Pade-Annäherung einer niedrigeren Ordnung zu erhalten. Diese Technik weist ebenfalls praktische Nachteile auf: Sie basiert auf der Heuristik und es ist schwer, sie automatisch anzuwenden; es wird lediglich ein Teilsatz von Polen betrachtet; sie weist eine begrenzte Genauigkeit auf, und es ist nicht möglich, die Genauigkeit des erzeugten Annäherungsmodells abzuschätzen.

## Aufgabenstellung

**[0005]** Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, Verfahren und Vorrichtungen mit verbesserten Charakteristika zu schaffen.

**[0006]** Diese Aufgabe wird durch Verfahren gemäß den Ansprüchen 1, 10 oder 11 sowie durch Vorrichtungen gemäß Anspruch 9 oder 12 gelöst.

**[0007]** Gemäß einem Aspekt dieser Erfindung ist ein Verfahren zum Verketteten einer Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems vorgesehen, wobei jedes Modell die Betriebscharakteristika des Systems über einen unterschiedlichen jeweiligen Frequenzbereich hinweg beschreibt, um ein einziges Breitbandmodell abzuleiten, das die Betriebscharakteristika des Systems über den gesamten Frequenzbereich, der in den Schmalbandmodellen eingeschlossen ist, beschreibt, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst:

Zusammenbauen stabiler Pole von Matrixdarstellungen der Schmalbandfrequenzbereichsmodelle zusammen mit zusätzlichen Polen, die ein vorbestimmtes Kriterium erfüllen, auf der Basis von Anforderungen bezüglich bandbegrenzter abgeschnittener vollständiger orthonormaler Kautz-Basen (COKB), um eine kanonische modale Systemmatrix abzuleiten;

Ableiten eines bandbegrenzten Steuerbarkeits-Grammians als Funktion der kanonischen modalen Systemmatrix;

Ableiten eines Breitbandbeobachtbarkeitsvektors als Funktion des bandbegrenzten Steuerbarkeits-Grammians und der kanonischen modalen Systemmatrix; und

Ableiten des einzigen Breitbandmodells als Funktion des Breitbandbeobachtbarkeitsvektors.

**[0008]** Gemäß einem weiteren Aspekt dieser Erfindung ist eine Vorrichtung zum Verketteten einer Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems vorgesehen, wobei jedes Modell die Betriebscharakteristika des Systems über einen unterschiedlichen jeweiligen Frequenzbereich hinweg beschreibt, um ein einziges Breitbandmodell abzuleiten, das die Betriebscharakteristika des Systems über den gesamten Frequenzbereich, der in den Schmalbandmodellen eingeschlossen ist, beschreibt, wobei die Vorrichtung folgende Schritte umfasst:

einen Matrixgenerator zum Zusammenbauen stabiler Pole von Matrixdarstellungen der Schmalbandfrequenzbereichsmodelle zusammen mit zusätzlichen Polen, die ein vorbestimmtes Kriterium erfüllen, auf der Basis von Anforderungen bezüglich bandbegrenzter abgeschnittener vollständiger orthonormaler Kautz-Basen (COKB), um eine kanonische modale Systemmatrix abzuleiten;

einen Grammian-Generator zum Ableiten eines bandbegrenzten Steuerbarkeits-Grammians als Funktion der kanonischen modalen Systemmatrix;

einen Vektorgenerator zum Ableiten eines Breitbandbeobachtbarkeitsvektors als Funktion des bandbegrenzten Steuerbarkeits-Grammians und der kanonischen modalen Systemmatrix; und

einen Modellgenerator zum Ableiten des einzigen Breitbandmodells als Funktion des Breitbandbeobachtbarkeitsvektors.

**[0009]** Die Erfindung erfüllt ihren Zweck teilweise dadurch, dass sie eine neuartige, bandbegrenzte Variante von Complete Orthonormal Kautz Bases (COKB – vollständige orthonormale Kautz-Basen) verwendet. Diese Basen wurden zuvor bezüglich einer Verwendung bei einer Modellierung eines kontinuierlichen Systems („Orthonormal basis functions for modelling continuous-time systems“, H. Akcay & B. Ninness, Signal Processing, Vol. 77, Nr. 3, S. 261–274, September 1999) und einer Systemidentifikation („System identification using Kautz models“, B. Wahlberg, IEEE Trans. Aut. Control, Vol. 39, S. 1276–1281, 1994) beschrieben. Ein bedeutender Nachteil der COKB, wie sie zuvor beschrieben wurden, besteht jedoch darin, dass eine vollständige Kenntnis des Frequenzbereichs nötig ist, um die zugehörigen Hardy-Raumskalarprodukte zu berechnen, wohingegen man in der Praxis jedoch am häufigsten auf im Wesentlichen bandbegrenzte Funktionen und Systeme trifft. Den Erfindern der vorliegenden Erfindung gelang es, eine neuartige, gestutzte Implementierung von COKB zu entwickeln, die die Ableitung von orthonormalen bandbegrenzten Kautz-Sequenzen ermöglicht.

**[0010]** Gemäß einem weiteren Aspekt dieser Erfindung ist somit ein Verfahren zum Modellieren eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems vorgesehen, bei dem ein Modell des Systems konstruiert wird, das einen Satz stabiler Pole beinhaltet, der unter Verwendung einer  $\alpha$ -bandbegrenzten abgeschnittenen Sequenz von vollständigen orthonormalen Kautz-Basen (COKB) erzeugt wird, die durch

$$\Xi_n(s) = \sqrt{-2\Re(p_n)} \frac{\alpha(s + \alpha)}{\alpha^2 s - p_n (s^2 + \alpha^2)} \prod_{k=0}^{n-1} \left( \frac{\alpha^2 s + \overline{p_k} (s^2 + \alpha^2)}{\alpha^2 s - p_k (s^2 + \alpha^2)} \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

definiert ist,  
wobei  $R$  den realen Teil eines komplexen Ausdrucks angibt,  
 $\Pi$  das Produkt der festgelegten Serie von Faktoren angibt,  
 $\alpha$  die gesamte Bandbreite angibt,  $s$  die komplexe Frequenz angibt und  $p_n$  die ursprünglichen Pole sind.

#### Ausführungsbeispiel

**[0011]** Ein Verfahren und eine Vorrichtung gemäß dieser Erfindung zum Simulieren eines Betriebs eines LTI-Systems wie z. B. einer elektronischen Schaltung werden nun unter Bezugnahme auf die beiliegenden Zeichnungen beispielhaft beschrieben. Es zeigen:

**[0012]** Fig. 1 ein Blockdiagramm einer Vorrichtung zum Simulieren des Betriebs eines LTI-Systems unter Verwendung der vorliegenden Erfindung;

**[0013]** Fig. 2 ein Flussdiagramm einer Vorgehensweise, die bei der Vorrichtung der Fig. 1 implementiert ist;

**[0014]** Fig. 3 ein Bode-Diagramm des Frequenzgangs eines Satzes von Butterworth-Filtern, die unter Verwendung der Erfindung modelliert werden, das Simulationsergebnisse zeigt, die durch eine anfängliche Annäherung bereitgestellt werden;

**[0015]** Fig. 4 ein Bode-Diagramm des Frequenzgangs des Satzes von Butterworth-Filtern der Fig. 3, das Simulationsergebnisse zeigt, die nach einem Modellierungsschritt einer verringerten Ordnung bereitgestellt werden;

**[0016]** Fig. 5 ein Bode-Diagramm des Frequenzgangs einer reinen Verzögerungstransferfunktion, die unter Verwendung der Erfindung modelliert wurde, das Simulationsergebnisse zeigt, die durch eine anfängliche Annäherung bereitgestellt werden; und

**[0017]** Fig. 6 ein Bode-Diagramm des Frequenzgangs der reinen Verzögerungstransferfunktion der Fig. 5, das Simulationsergebnisse zeigt, die nach einem Modellierungsschritt einer verringerten Ordnung bereitgestellt werden.

**[0018]** Die Erfindung ermöglicht, dass Breitbandsystemmodelle aus zwei oder mehreren Schmalbandfrequenzbereichsmodellen eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems zusammengebaut werden. Ein lineares System ist eines, bei dem das Prinzip der Überlagerung gilt, d. h. die Ausgabe des Systems ansprechend auf zwei gleichzeitig angelegte, unterschiedliche Stimuli ist gleich der Summe der Systemausgaben ansprechend auf die beiden einzeln angelegten beiden Stimuli. Wenn also gilt:

$$x_1 \rightarrow y_1 \text{ und } x_2 \rightarrow y_2$$

wobei  $x_1$  und  $x_2$  Systemeingaben sind und  $y_1$  und  $y_2$  die Systemausgaben sind und  $\rightarrow$  „Ergebnisse in der Antwort“ angibt, so gilt bei einem linearen System:

$$ax_1 + bx_2 \rightarrow ay_1 + by_2$$

wobei  $a$  und  $b$  willkürliche Konstanten sind.

**[0019]** Ein System ist zeitinvariant, wenn zeitliche Verschiebungen des Eingangssignals gleiche Zeitverschiebungen des Ausgangssignals erzeugen. Wenn also gilt:

$$x(t) \rightarrow y(t)$$

so gilt bei einem zeitinvarianten System für jegliche Zeitverschiebung  $t_0$ :

$$x(t - t_0) \rightarrow y(t - t_0)$$

**[0020]** Beispiele von LTI-Systemen finden sich in vielerlei Disziplinen: in elektronischen Schaltungen wie z. B. Satelliten-Mikrowellen-Empfängern, Funkfrequenz- und Mikrowellenschaltungen; mechanischen Systemen wie z. B. Oszillatoren (z. B. Fahrzeugaufhängungen und anderen gefederten Systemen) und Plattenlaufwerken; Stromversorgungssystemen, z. B. Transformatoren; Computersystemen; biologischen Systemen und

wirtschaftlichen Systemen.

**[0021]** Der Zweckmäßigkeit halber wird unter Verwendung der in Fig. 1 gezeigten Vorrichtung zum Simulieren eines Betriebs einer elektronischen Schaltung eine beispielhafte Implementierung der Erfindung im Kontext des Entwurfs einer elektronischen Schaltung beschrieben. Die Erfindung ist jedoch gleichermaßen auf eine Simulation des Betriebs irgendeiner anderen Art von LTI-System, einschließlich der oben erwähnten, anwendbar.

**[0022]** Unter Bezugnahme auf Fig. 1 umfasst die Vorrichtung eine Verarbeitungseinheit **10** und eine Benutzereingabe-/ausgabeschnittstelleneinheit **12**. Die Verarbeitungseinheit **10** umfasst eine Zentralverarbeitungseinheit (CPU), einen Direktzugriffsspeicher (RAM), einen Festplattenspeicher und eine zugeordnete Schaltungsanordnung, um die CPU zu befähigen, Prozeduren gemäß in dem RAM gespeicherten Softwareprogrammweisungen zu implementieren und um mit der Schnittstelleneinheit **12** zu interagieren, um eine Eingabe von dem Benutzer zu empfangen und die Ergebnisse der Prozeduren anzuzeigen. Die Schnittstelleneinheit **12** umfasst üblicherweise eine Sichtanzeigeeinheit (VDU – visual-display unit), eine Tastatur, eine Maus und/oder ein Tablett oder eine ähnliche Zeigevorrichtung sowie einen Drucker oder eine andere Druckkopie-Ausgabevorrichtung.

**[0023]** Als Vorbereitung darauf, eine Systemsimulation durchzuführen, empfängt die Vorrichtung über die Schnittstelleneinheit **12** bei Schritt **20** eine physische Beschreibung des Systems, z. B. eine Liste von Komponenten einer elektronischen Schaltung, ihrer Betriebscharakteristika (z. B. Widerstandswert, Kapazität, Verstärkung als Funktion der Frequenz usw.), ihrer Verbindung untereinander und anderer Einzelheiten der Anordnung der Schaltung. Bei Schritt **22** leitet die Vorrichtung eine Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen des Betriebs des Systems ab. Die Anzahl von Modellen hängt insbesondere von dem Frequenzbereich ab, über den der Betrieb des Systems simuliert werden soll. Diese Modelle können vorzugsweise in einem Zustandsraumformat vorliegen, das (allgemein gesagt) Folgendes umfasst: eine Zustandsgleichung der Form

$$x' = Ax + Bu$$

wobei  $x'$  (Fettdruck gibt eine Matrix oder einen Vektor an) die Ableitung des Zustandsvektors des Systems in Bezug auf die Zeit ist,  $A$  die Systemmatrix ist,  $B$  die Eingangsmatrix ist und  $u$  die Eingabe ist; und eine Ausgangsgleichung der Form

$$y = Cx + Du$$

wobei  $y$  die Ausgabe ist,  $C$  die Ausgangsmatrix ist und  $D$  der Vorwärtskopplungsterm ist.

**[0024]** Bei Schritt **24** wird die Mehrzahl von Schmalbandmodellen verwendet, um ein einziges Breitbandmodell des Systemverhaltens über den gesamten interessierenden Frequenzbereich abzuleiten, wie hierin ausführlicher beschrieben ist. Bei Schritt **26** wird das Breitbandmodell verwendet, um einen Betrieb des Systems zu simulieren und Ausgangsdaten zu erzeugen, die diesen Betrieb beschreiben. Diese Ausgangsdaten können zum Beispiel graphische Anzeigen von Schaltungsbetriebscharakteristika umfassen, z. B. Bode-Diagramme, Smith-Graphiken und Pol-Nullstellen-Diagramme, sowie numerische Beschreibungen wie z. B. Parameterwerte für Formeln, die die Systemeigenschaften zusammenfassen. Die Ausgangsdaten werden dem Benutzer über die Schnittstelleneinheit **12** bereitgestellt und können verwendet werden, um die Betriebscharakteristika des simulierten Systems zu verstehen, sein Verhalten mit dem gewünschten Verhalten zu vergleichen, den Entwurf des Systems weiter zu verbessern und Daten zu liefern, um Herstellungsprozesse zu steuern, eine praktische Implementierung des Systems zusammenzubauen.

**[0025]** Die Funktionsweise der Vorrichtung in Bezug auf Schritte **20** und **22** ist herkömmlich und muss hier nicht näher beschrieben werden. Die Ableitung eines einzelnen Breitbandmodells erfolgt wie in Fig. 2 zusammengefasst. Bei einem Schritt **30** wird eine Mehrzahl  $M$  von stückweisen Schmalband-Zustandsraumbeschreibungen  $F_k(i\omega)$  unter Verwendung herkömmlicher Techniken, wie sie oben beschrieben wurden, gewonnen. Diese Beschreibungen können wie folgt zusammengefasst werden:

$$F(i\omega) = F_k(i\omega) = C_k^T(i\omega I - A_k)^{-1} B_k \quad 0 \leq \gamma_k \leq |\omega| \leq \beta_k \quad k = 1, \dots, M \quad \text{wobei } 0 < \beta_k \leq \gamma_{k+1} \text{ und } \beta_M = \alpha \quad (1)$$

wobei  $\alpha$  die gesamte Bandbreite des gewünschten einzelnen Breitbandmodells ist und  $\omega$  die radiale Frequenz. Das Ziel besteht darin, eine einzelne rationale Annäherung zu erhalten, die gut zu allen stückweisen bandbe-

grenzten Funktionen  $F_k(i\omega)$  über den Frequenzbereich  $[-\alpha, \alpha]$  hinweg passt. Wie nachfolgend erläutert wird, nimmt diese rationale Annäherung folgende Form an:

$$F_{2N,\alpha}(s) = \sum_{n=0}^{2N-1} \langle F | \xi_n \rangle_{\alpha} \xi_n(s) = \tilde{C}_{F,2N}^T (sI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} \quad (2)$$

**[0026]** Um diese rationale Gesamtannäherung  $F_{2N,\alpha}(s)$  zu erhalten, wird bei Schritt **32** zunächst ein entsprechendes stabiles Polsegment ausgewählt, das bereits in den stückweisen Daten vorliegt. Eine Beschreibung dessen, wie dieser einzelne Schritt durchzuführen ist, wird in dem oben erwähnten Dokument von Dhaene, Ureel, Fache & De Zutter geliefert. Eine erste und unkomplizierte Bedingung, dies zu bewerkstelligen, besteht darin, den Satz aller stabilen Pole der Matrizes  $A_k$  in der  $\{q_k\}$ -Polsequenz der Breitbanddarstellung zu umfassen. Um den Dynamikbereich weiter zu vergrößern, wird dieses Polsegment bei Schritt **34** durch eine abgeschnittene Sequenz anderer stabiler Pole, die die Müntz-Szász-Bedingung erfüllen, erweitert (siehe „Equivalent formulations of the Muntz-Szasz completeness condition for systems of complex exponentials“, L. Knockaert, Journal of The Franklin Institute, Vol. 339, Nr. 1, S. 103–109, Januar **2002**). Eine Möglichkeit ist eine Sequenz gleicher Laguerre-Pole  $\{-\alpha; k = 1, \dots, L\}$ ; eine weitere Möglichkeit, insbesondere wenn gewünscht wird, mit zusammenfallenden Polen verbundene Degenerierungssysteme zu vermeiden, ist eine Sequenz der Form  $\{-k\alpha/(k+1); k = 1, \dots, L\}$ ; weitere Einzelheiten derartiger Sequenzen finden sich bei „On orthonormal Muntz-Laguerre filters“, L. Knockaert, IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 49, Nr. 4, S. 790–793, April 2001. Das vollständige Polsegment, das bei Schritt **34** zusammengebaut wird, wird erhalten, indem der reflektierte Polsatz  $\{\alpha^2/q_k\}$  angehängt wird. Die reflektierten Pole ermöglichen, dass die Anforderungen bezüglich der  $\alpha$ -bandbegrenzten, abgeschnittenen Complete Orthonormal Kautz Bases (COKB), die durch die Erfinder der vorliegenden Erfindung zum ersten Mal abgeleitet wurden, erfüllt werden:

$$\Xi_n(s) = \sqrt{-2\Re(p_n)} \frac{\alpha(s + \alpha)}{\alpha^2 s - p_n (s^2 + \alpha^2)} \prod_{k=0}^{n-1} \left( \frac{\alpha^2 s + \overline{p_k} (s^2 + \alpha^2)}{\alpha^2 s - p_k (s^2 + \alpha^2)} \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

wobei  $\Re$  den echten Teil eines komplexen Ausdrucks angibt,  
 $\Pi$  das Produkt der festgelegten Serie von Faktoren angibt,  
 $\alpha$  die gesamte Bandbreite ist,  $s$  die komplexe Frequenz ist und  $p_n$  die ursprünglichen Pole sind.

**[0027]** Bei Schritt **36** wird eine kanonische modale Zustandsraumsystem-Breitbandmatrix  $\tilde{A}$  konstruiert, indem alle stabilen Pole  $\{q_k\}$  der Matrizes  $A_k$  (Systemmatrizes) der Zustandsraumdarstellungen  $F_k(i\omega)$  plus die stabilen Pole  $\{-k\alpha/(k+1); k = 1, \dots, L\}$  plus die reflektierten Pole  $\{\alpha^2/q_k\}$ , die bei Schritt **34** angehängt wurden, die lediglich von den zuvor erzeugten vollständigen Polsequenzen (des Schritts **32**) abhängen, kombiniert werden.

**[0028]** Bei Schritt **38** wird ein bandbegrenztetes Steuerbarkeits-Grammian  $W_{\alpha}$  mittels nachfolgend beschriebener Schmalbandskalarprodukte von den bei Schritt **30** gewonnenen stückweisen Schmalbandzustandsraumbeschreibungen  $F(i\omega)$  abgeleitet. Das Steuerbarkeits-Grammian ist ein bekanntes Konzept bei Zustandsraumbeschreibungen von Systemen, das Informationen darüber liefert, ob eine Systemeingabe für einen beliebigen anfänglichen Zustand des Systems existiert, die es in einem definierten Zeitintervall in einem bestimmten anderen definierten Zustand versetzt. Das bandbegrenzte Steuerbarkeits-Grammian  $W_{\alpha}$  wird bei Schritt **38** gemäß dem Ausdruck

$$W_{\alpha} = \langle (i\omega I - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} | [(i\omega I - \tilde{A})^{-1} \tilde{B}]^T \rangle_{\alpha} \quad (4)$$

abgeleitet, wobei  $\tilde{A}$  die  $2N \times 2N$ -Breitbandzustandsraumsystemmatrix ist, die bei Schritt **36** erhalten wurde, und  $\tilde{B}$  ein Spaltenvektor einer Länge  $2N$  ist, der lediglich aus Einsen besteht.

**[0029]** Ein Schmalband( $\alpha$ -bandbegrenztetes)-Skalarprodukt von LTI-Zustandsraumtransferfunktionen, z. B. wie in dem obigen Ausdruck (4), das durch die Notation „ $\langle \cdot | \cdot \rangle_{\alpha}$ “ dargestellt ist, kann durch Verwendung der Beziehung

$$\langle F_1 | F_2 \rangle_{\alpha} = -\frac{1}{\pi} C_{12}^T \operatorname{arccot} \left( \frac{A_{12}}{\alpha} \right) B_{12} \quad (5)$$

effektiv berechnet werden, wobei  $F_1$  und  $F_2$  die Zustandsraumtransferfunktionen sind, deren Skalarprodukt benötigt wird (z. B. der Form  $[C_1^T (i\omega I - A_1)^{-1} B_1]$  und  $[C_2^T (i\omega I - A_2)^{-1} B_2]$ ),  $C^T$  die Transposition der Matrix  $C$  angibt,  $\operatorname{arccot}$  die Arkus-Kotangens-Funktion ist und  $A_{12}$ ,  $B_{12}$  und  $C_{12}$  Matrizes sind, die von folgenden Funktionen ab-

geleitet sind:

$$C_{12} = \begin{pmatrix} 0 \\ C_2 \end{pmatrix} B_{12} = \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} A_{12} = \begin{pmatrix} A_4 & 0 \\ -B_2 C_1^T & -A_2 \end{pmatrix} \quad (6)$$

**[0030]** Indem Ausdruck (5) auf die Auswertung spezifisch des Ausdrucks (4) angewendet wird, nehmen  $C_1^T$  und  $C_2^T$  jeweils den Wert der Diagonalidentitätsmatrix an. Die Berechnung des Ausdrucks  $\text{arccot}(A)$ , wobei  $A$  jegliche reale Matrix ist, kann unter Verwendung eines Verfahrens bewerkstelligt werden, das von B. N. Parlett entworfen wurde und in „Matrix Computations“ von G. H. Golub & C. F. Van Loan, The John Hopkins University Press, 1996, Absatz 11.1, S. 380–387, beschrieben ist.

**[0031]** Das bei Schritt 38 abgeleitete bandbegrenzte Steuerbarkeits-Grammian  $W_\alpha$  wird anschließend bei Schritt 40 verwendet, um einen Breitbandbeobachtbarkeitsvektor  $C_{F,2N}$  gemäß der folgenden Beziehung

$$\tilde{C}_{F,2N} = W_\alpha^{-1} \Re \left\{ \left( (i\omega - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} \right) F(i\omega) \right\}_\alpha \quad (7)$$

wobei  $\Re$  den realen Teil des komplexen Ausdrucks zwischen den Klammern  $\{ \}$  angibt, auszuwerten. Das Skalarprodukt bei diesem komplexen Ausdruck kann unter Verwendung der oben beschriebenen Beziehung (5) ausgewertet werden.

**[0032]** Die benötigte rationale Annäherung eines einzelnen Breitbandzustandsraummodells des zu simulierenden Systems kann anschließend unter Verwendung des oben angegebenen Ausdrucks (2) abgeleitet werden.

**[0033]** Infolge der Art und Weise des Aufbaus der Systemmatrix  $\tilde{A}$  bei Schritt 36 kann die Funktion für  $F_{2N,\alpha}(s)$  auf der rechten Seite des Ausdrucks (2) eine übermäßig große Modellordnung (Anzahl der Pole) aufweisen. Somit kann die Zustandsraumdarstellung von  $F_{2N,\alpha}(s)$  bei einem optionalen Schritt 42 in einen Verringerte-Ordnung-Modellierungsalgorithmus wie z. B. den Laguerre-SVD-Algorithmus, der bei „Laguerre-SVD reduced order modeling“, L. Knockaert & D. De Zutter, IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. 48, Nr. 9, S. 1469–1475, September 2000, beschrieben ist, eingegeben werden, um bei Schritt 44 ein abschließendes Breitbandzustandsraummodell einer ausreichend niedrigen Ordnung zu erhalten.

**[0034]** Ein Beispiel der Erfindung, das auf das Modellieren eines Systems angewandt ist, das drei Butterworth-Filter aufweist, wird beschrieben: das erste Filter ist ein zweipoliges Tiefpassfilter mit einer Grenze  $\omega_c = 2 \times 10^6$  rad/s; das zweite ist ein vierpoliges Bandpassfilter über den Frequenzbereich  $4 \times 10^6$  rad/s  $\leq \omega \leq 6 \times 10^6$  rad/s; und das dritte ist ein vierpoliges Bandpassfilter über den höheren Bereich  $8 \times 10^6$  rad/s  $\leq \omega \leq 10^7$  rad/s. Der Zweck besteht darin, ein einzelnes (globales) Zustandsraummodell zu finden, das nahe genug bei jedem der drei Filter liegt, die in ihrem jeweiligen Frequenzband einzeln betrachtet werden. Die globale Bandbreite lautet  $\alpha = 10^7$  rad/s, und die Anzahl der stabilen Pole beträgt 10. Ein Hinzufügen von 10 angenäherten Laguerre-Polen  $\{-\alpha/2, -2\alpha/3, \dots, -10\alpha/11\}$  und ein Reflektieren der Pole mittels der Transformation  $\alpha^2/p$  (Schritt 34) führt zu insgesamt 40 Systempolen, die in dem globale Modell enthalten sein sollen. Wenn man die unter Bezugnahme auf Schritte 38 und 40 beschriebene Vorgehensweise anwendet, unter Verwendung der arccot-Beziehung (4), führt dies zu einem Wert für den Beobachtbarkeitsvektor  $C_{F,2N}$ , und einer Beschreibung eines anfänglichen globalen Zustandsraums. Ein Bode-Diagramm dieser Beschreibung ist in Fig. 3 gezeigt, wobei die durchgezogenen Linien 50, 52 und 54 die Charakteristika der einzelnen Butterworth-Filter angeben und die gestrichelte Linie 56 die Charakteristika des Globalzustandsraummodells angibt. Nach einem Laguerre-SVD-Reduzierte-Ordnung-Modellierungsschritt 42 (Fig. 2) wird ein präzises Verringerte-Ordnung-Modell mit 26 Systempolen erhalten, mit Charakteristika, die in dem Bode-Diagramm der Fig. 4 (das einen stärker eingeschränkten Größen- und Phasenbereich als Fig. 3 abdeckt) gezeigt sind.

**[0035]** Manchmal kann eine rationale Interpolationsprozedur vom Neville-Typ, z. B. der Bulirsch-Stoer-Algorithmus (bei „Numerical Recipes in Fortran, The Art of Scientific Computing“, W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling & B. P. Flannery, 2nd Ed., Cambridge University Press, 1992 beschrieben) verwendet werden, um eine rationale Funktion zu finden, die über einen bestimmten Frequenzbereich hinweg nahe bei einer tabellierten Funktion liegt. Eine zweckmäßige Version dieses Algorithmus, die demjenigen, der bei „An efficient adaptive frequency sampling algorithm for model-based parameter estimation as applied to aggressive space mapping“, R. Lehmsiek & P. Meyer, Microwave Opt. Techn. Lett., Vol. 24, Nr. 1, S. 71–78, Januar 2000, beschrieben ist, ähnelt, jedoch nicht identisch mit demselben ist, lautet wie folgt:

Man betrachte eine Frequenzgangtabelle  $h = \{H_1, \bar{H}_1, \dots, H_N, \bar{H}_N\}$  bei den komplexen Frequenzen  $\{s_1 = i\omega_1, s_2 = -i\omega_1, \dots, s_{2N-1} = i\omega_N, s_{2N} = -i\omega_N\}$ , wobei  $0 < \omega_1 < \dots < \omega_N < \infty$ . Dann kann anhand des Algorithmus vom Nevil-

le-Typ eine real-rationale Funktion  $R_{2N}(s) = a_{2N}(s)/b_{2N}(s)$  mit  $N$  Polen und  $N-1$  Nullen, so dass  $R_{2N}(s_k) = h_k$ , konstruiert werden

$$\alpha_k(s) = \sigma_k \alpha_{k-1}(s) + (s - s_{k-1}) \alpha_{k-2}(s) \quad (8)$$

$$b_k(s) = \sigma_k b_{k-1}(s) + (s - s_{k-1}) b_{k-2}(s) \quad (9)$$

mit anfänglichen Werten  $a_0 = 0$ ,  $a_1 = h_1$ ,  $b_1 = b_0 = 1$ . Der Wert für  $\sigma_k$  wird gefunden, indem es zur Bedingung gemacht wird, dass  $h_k = a_k(s_k)/b_k(s_k)$ , d. h.

$$\sigma_k = (s_{k-1} - s_k) \frac{h_k b_{k-2}(s_k) - a_{k-2}(s_k)}{h_k b_{k-1}(s_k) - a_{k-1}(s_k)} \quad (10)$$

**[0036]** Es wäre zweckmäßig, wenn der obige Interpolationsalgorithmus auch eine gewisse Extrapolationsleistung aufweisen würde, in der Praxis ist dies jedoch leider nur selten der Fall. Um eine rationale Annäherung einer gegebenen analytischen Funktion über eine große Bandbreite zu erhalten, müssen wir also über verschiedene relativ schmale Bänder hinweg interpolieren und anschließend die Lösungsansätze in einem rationalen Gesamtmodell kombinieren.

**[0037]** Als Beispiel betrachte man die reine Verzögerungstransferfunktion  $e^{-st}$ , wobei  $\tau = 1 \mu\text{s}$ . Wenn man den Algorithmus vom Neville-Typ auf gleichmäßig beabstandete Abtastwerte in den Bändern  $0 < \omega \leq 2 \times 10^7 \text{ rad/s}$ ,  $2 \times 10^7 \text{ rad/s} \leq \omega \leq 4 \times 10^7 \text{ rad/s}$  und  $4 \times 10^7 \text{ rad/s} \leq \omega \leq 6 \times 10^7 \text{ rad/s}$  anwendet, werden rationale Interpolanten mit 10, 12 bzw. 12 Polen erhalten. Die globale Bandbreite lautet  $\alpha = 6 \times 10^7 \text{ rad/s}$ , und die Anzahl der stabilen Pole beträgt 34. Ein Hinzufügen von 34 angenäherten Laguerre-Polen  $\{-\alpha/2, -2\alpha/3, \dots, -34\alpha/35\}$  und ein Reflektieren der Pole mittels der Transformation  $\alpha^2/p$  (Schritt 34 bei Fig. 2) führt zu insgesamt 136 zu verarbeitenden Systempolen. Wenn man die unter Bezugnahme auf Schritte 38 und 40 beschriebene Prozedur unter Verwendung der arccot-Beziehung (4) verwendet, führt dies zu einem Wert für den Beobachtbarkeitsvektor  $C_{F,2N}$  und einer Beschreibung des anfänglichen globalen Zustandsraums. In Fig. 5 ist ein Bode-Diagramm gezeigt, wobei die gestrichelten Linien 60, 62 und 64 die Größe und Phasencharakteristika der drei Sätze von rationalen Interpolanten angeben und die durchgehende Linie 66 die Charakteristika des globalen Zustandsraummodells angibt. (Bei dem Größendiagramm wurde die Linie 66 von ihrer wahren Position zum Teil nach oben verschoben, um die Interpolantenlinien, die sie überlappt, deutlicher sichtbar zu machen.) Nach einem Laguerre-SVD-Reduzierte-Ordnung-Modellierungsschritt 42 (Fig. 2) wird ein präzises Modell einer verringerten Ordnung mit 72 Systempolen erhalten, das Charakteristika aufweist, wie sie in dem Bode-Diagramm der Fig. 6 gezeigt sind. Beim Vergleichen der Fig. 5 und Fig. 6 sollte man beachten, dass das Größendiagramm in Fig. 5 einen Bereich von +5 bis -25 dB umfasst, wohingegen der Größenbereich in Fig. 6 viel stärker eingeschränkt ist (+0,08 bis -0,02 dB), um feine Schwankungen der Größenantwort offensichtlicher zu machen.

### Patentansprüche

1. Verfahren zum Verketteten einer Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen (22) eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems, wobei jedes Modell die Betriebscharakteristika des Systems über einen unterschiedlichen jeweiligen Frequenzbereich hinweg beschreibt, um ein einziges Breitbandmodell (24) abzuleiten, das die Betriebscharakteristika des Systems über den gesamten Frequenzbereich, der in den Schmalbandmodellen eingeschlossen ist, beschreibt, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst:

Zusammenbauen stabiler Pole (32) von Matrixdarstellungen der Schmalbandfrequenzbereichsmodelle zusammen mit zusätzlichen Polen (34), die ein vorbestimmtes Kriterium erfüllen, auf der Basis von Anforderungen bezüglich bandbegrenzter abgeschnittener vollständiger orthonormaler Kautz-Basen (COKB), um eine kanonische modale Systemmatrix (36) abzuleiten;

Ableiten eines bandbegrenzten Steuerbarkeits-Grammians (38) als Funktion der kanonischen modalen Systemmatrix;

Ableiten eines Breitbandbeobachtbarkeitsvektors (40) als Funktion des bandbegrenzten Steuerbarkeits-Grammians und der kanonischen modalen Systemmatrix; und

Ableiten des einzigen Breitbandmodells als Funktion des Breitbandbeobachtbarkeitsvektors.

2. Verfahren gemäß Anspruch 1, das den Schritt des Anwendens eines Verringerte-Ordnung-Algorithmus (42) auf das Breitbandmodell, um die Anzahl von Polen zu verringern, umfasst.

3. Verfahren gemäß Anspruch 2, bei dem der Verringerte-Ordnung-Algorithmus ein Laguerre-SVD-Algorithmus ist.



4. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3, bei dem die Schmalbandskalarprodukte von LTI-Zustandsraumtransferfunktionen gemäß dem Ausdruck

$$\langle F_1 | F_2 \rangle_\alpha = -\frac{1}{\pi} C_{12}^T \operatorname{arccot} \left( \frac{A_{12}}{\alpha} \right) B_{12}$$

abgeleitet sind, wobei  $F_1$  eine erste Zustandsraumtransferfunktion der Form  $[C_1^T(i\omega I - A_1)^{-1}B_1]$  darstellt;  $F_2$  eine zweite Zustandsraumtransferfunktion der Form  $[C_2^T(i\omega I - A_2)^{-1}B_2]$  darstellt;  $\alpha$  der Gesamtfrequenzbereich des einzigen Breitbandmodells ist;  $C^T$  die Transposition einer Matrix  $C$  darstellt;  $\operatorname{arccot}$  die Arkus-Kotangens-Funktion ist; und  $A_{12}$ ,  $B_{12}$  und  $C_{12}$  Matrices sind, die von den folgenden Funktionen abgeleitet sind:

$$C_{12} = \begin{pmatrix} 0 \\ C_2 \end{pmatrix} \quad B_{12} = \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad A_{12} = \begin{pmatrix} A_1 & 0 \\ -B_2 C_1^T & -A_2 \end{pmatrix}$$

5. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem das bandbegrenzte Steuerbarkeits-Grammian  $W_\alpha$  gemäß dem Ausdruck

$$W_\alpha = \langle (i\omega I - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} | [(i\omega I - \tilde{A})^{-1} \tilde{B}]^T \rangle_\alpha$$

abgeleitet ist, wobei  $\tilde{A}$  eine  $2N \times 2N$ -Breitbandzustandsraummatrix ist und  $\tilde{B}$  ein Spaltenvektor einer Länge  $2N$  ist, die aus lediglich zwei Einsen besteht.

6. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, bei dem der Breitbandbeobachtbarkeitsvektor gemäß dem Ausdruck

$$\tilde{C}_{F,2N} = W_\alpha^{-1} \Re \left\{ \left\langle (i\omega - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} \middle| F(i\omega) \right\rangle_\alpha \right\}$$

abgeleitet ist, wobei  $W_\alpha$  das bandbegrenzte Steuerbarkeits-Grammian ist;  $\Re$  den realen Teil des komplexen Ausdrucks zwischen Klammern  $\{ \}$  angibt;  $\tilde{A}$  eine  $2N \times 2N$ -Breitbandzustandsraummatrix ist;  $\tilde{B}$  ein Spaltenvektor der Länge  $2N$  ist, die lediglich aus Einsen besteht; und  $\langle \cdot | \cdot \rangle_\alpha$  ein  $\alpha$ -bandbegrenztes Skalarprodukt von Zustandsraumtransferfunktionen angibt.

7. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6, bei dem das Breitbandmodell gemäß dem Ausdruck

$$F_{2N,\alpha}(s) = \sum_{n=0}^{2N-1} \langle F | \xi_n \rangle_\alpha \xi_n(s) = \tilde{C}_{F,2N}^T (sI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B}$$

abgeleitet ist, wobei  $C_{F,2N}^T$  der Breitbandbeobachtbarkeitsvektor ist;  $\tilde{A}$  eine  $2N \times 2N$ -Breitbandzustandsraummatrix ist; und  $\tilde{B}$  ein Spaltenvektor der Länge  $2N$  ist, die lediglich aus Einsen besteht.

8. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 7, bei dem ein Satz stabiler Pole unter Verwendung einer  $\alpha$ -bandbegrenzten abgeschnittenen Sequenz von vollständigen orthonormalen Kautz-Basen (COKB) erzeugt wird, die durch

$$\Xi_n(s) = \sqrt{-2\Re(p_n)} \frac{\alpha(s + \alpha)}{\alpha^2 s - p_n (s^2 + \alpha^2)} \prod_{k=0}^{n-1} \left( \frac{\alpha^2 s + \overline{p_k} (s^2 + \alpha^2)}{\alpha^2 s - p_k (s^2 + \alpha^2)} \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

definiert ist, wobei  $\Re$  den realen Teil eines komplexen Ausdrucks angibt,  $\Pi$  das Produkt der festgelegten Serie von Faktoren angibt,  $\alpha$  die gesamte Bandbreite angibt,  $s$  die komplexe Frequenz angibt und  $p_n$  die ursprünglichen Pole sind.

9. Vorrichtung zum Verketteten einer Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen (22) eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems, wobei jedes Modell die Betriebscharakteristika des Systems über einen unterschiedlichen jeweiligen Frequenzbereich hinweg beschreibt, um ein einziges Breitbandmodell (24) abzuleiten, das die Betriebscharakteristika des Systems über den gesamten Frequenzbereich, der in den Schmal-

bandmodellen eingeschlossen ist, beschreibt, wobei die Vorrichtung folgende Schritte umfasst:  
 einen Matrixgenerator zum Zusammenbauen stabiler Pole (**32**) von Matrixdarstellungen der Schmalbandfrequenzbereichsmodelle zusammen mit zusätzlichen Polen (**34**), die ein vorbestimmtes Kriterium erfüllen, auf der Basis von Anforderungen bezüglich bandbegrenzter abgeschnittener vollständiger orthonormaler Kautz-Basen (COKB), um eine kanonische modale Systemmatrix (**36**) abzuleiten;  
 einen Gramian-Generator zum Ableiten eines bandbegrenzten Steuerbarkeits-Grammians (**38**) als Funktion der kanonischen modalen Systemmatrix;  
 einen Vektorgenerator zum Ableiten eines Breitbandbeobachtbarkeitsvektors (**40**) als Funktion des bandbegrenzten Steuerbarkeits-Grammians und der kanonischen modalen Systemmatrix; und  
 einen Modellgenerator zum Ableiten des einzigen Breitbandmodells als Funktion des Breitbandbeobachtbarkeitsvektors.

10. Verfahren zum Modellieren eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems, bei dem ein Modell des Systems konstruiert wird, das einen Satz stabiler Pole beinhaltet, der unter Verwendung einer  $\alpha$ -bandbegrenzten abgeschnittenen Sequenz von vollständigen orthonormalen Kautz-Basen (COKB) erzeugt wird, die durch

$$\Xi_n(s) = \sqrt{-2\Re(p_n)} \frac{\alpha(s + \alpha)}{\alpha^2 s - p_n(s^2 + \alpha^2)} \prod_{k=0}^{n-1} \left( \frac{\alpha^2 s + \overline{p_k}(s^2 + \alpha^2)}{\alpha^2 s - p_k(s^2 + \alpha^2)} \right) \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

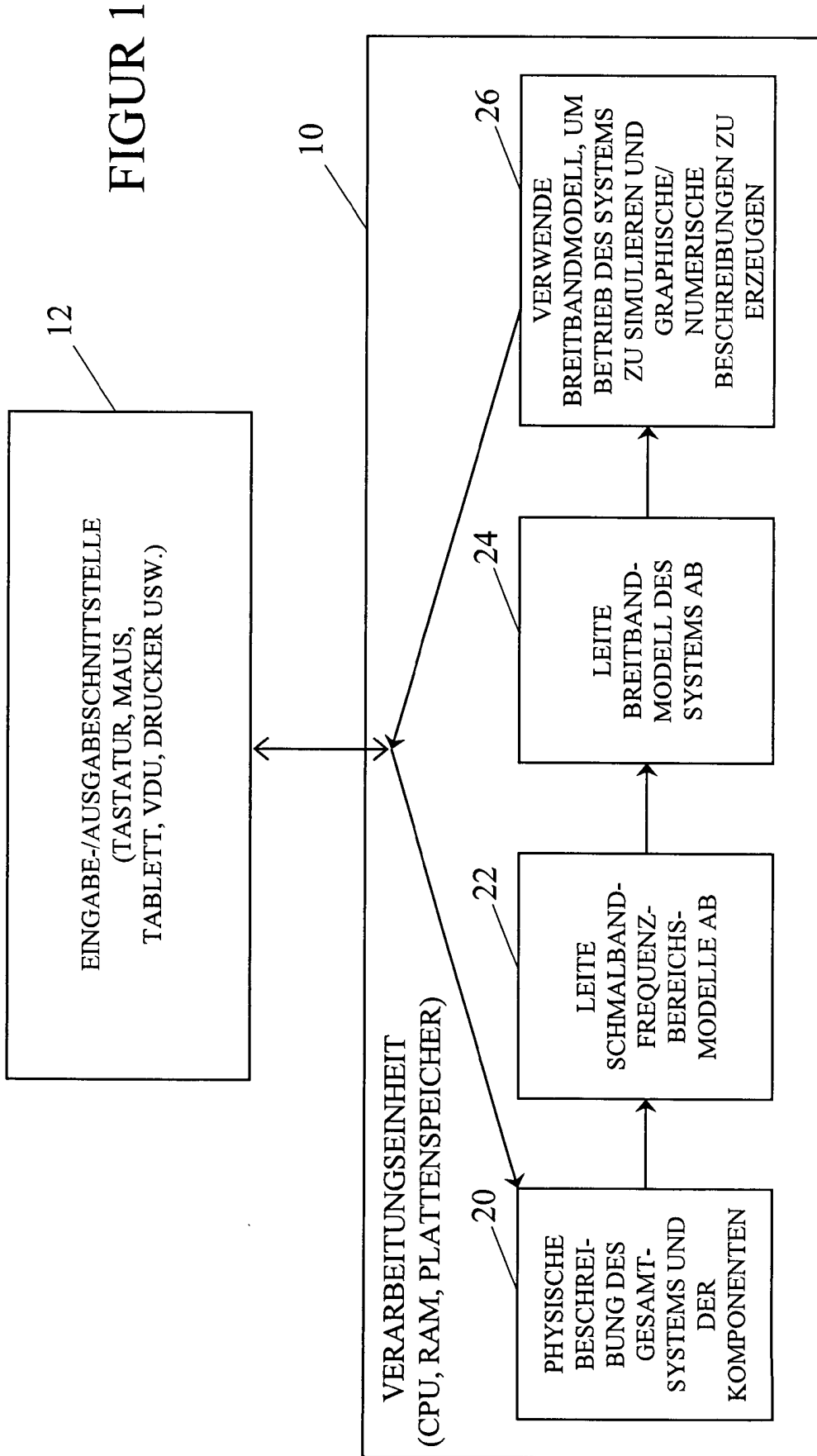
definiert ist, wobei  $\Re$  den realen Teil eines komplexen Ausdrucks angibt,  $\Pi$  das Produkt der festgelegten Serie von Faktoren angibt,  $\alpha$  die gesamte Bandbreite angibt,  $s$  die komplexe Frequenz angibt und  $p_n$  die ursprünglichen Pole sind.

11. Verfahren zum Verketteten einer Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen (**22**) eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems, wobei jedes Modell die Betriebscharakteristika des Systems über einen unterschiedlichen jeweiligen Frequenzbereich hinweg beschreibt, um ein einziges Breitbandmodell (**24**) abzuleiten, das die Betriebscharakteristika des Systems über den gesamten Frequenzbereich, der in den Schmalbandmodellen enthalten ist, beschreibt, im Wesentlichen wie zuvor unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben wurde.

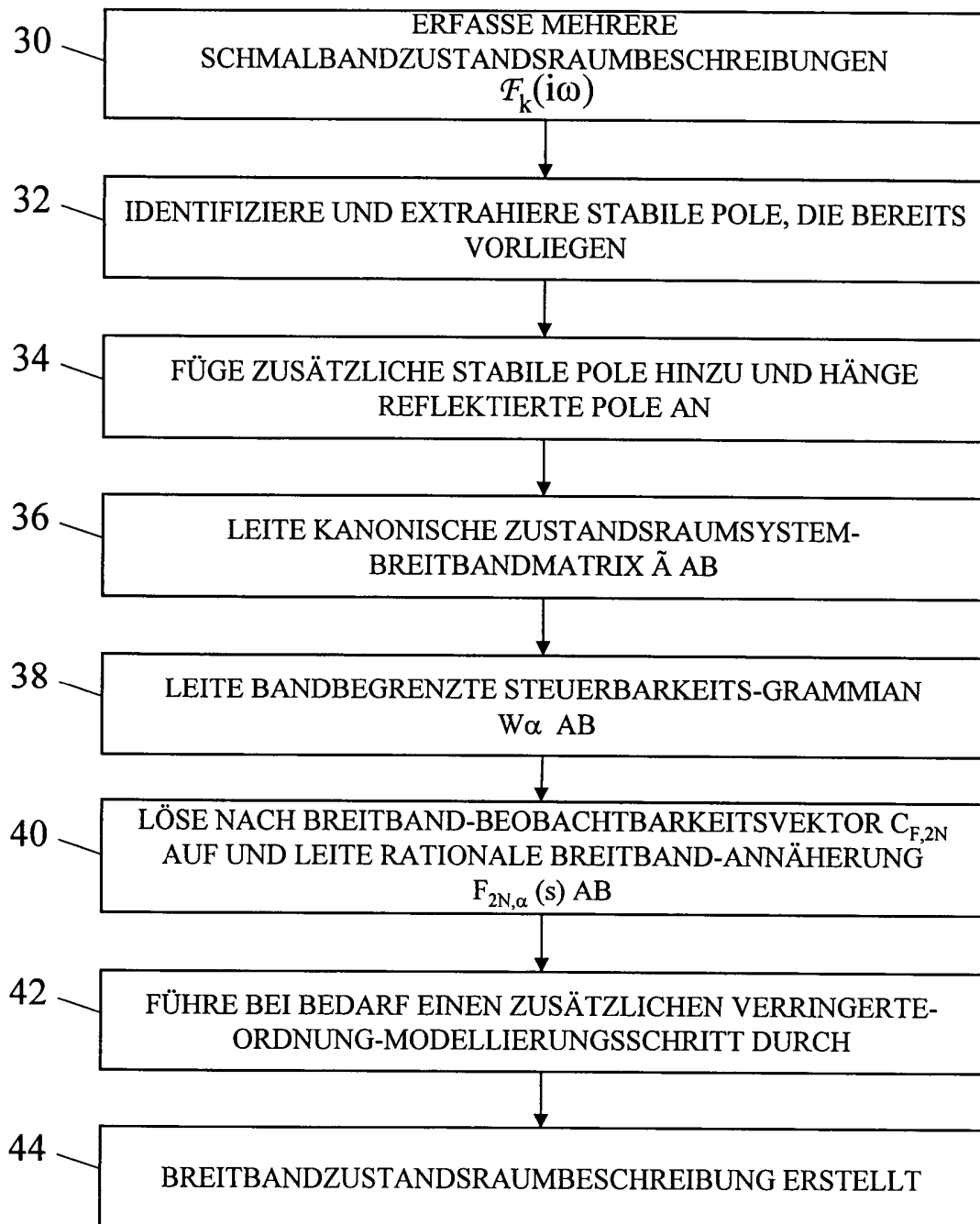
12. Vorrichtung zum Verketteten einer Mehrzahl von Schmalbandfrequenzbereichsmodellen (**22**) eines linearen zeitinvarianten (LTI-)Systems, wobei jedes Modell die Betriebscharakteristika des Systems über einen unterschiedlichen jeweiligen Frequenzbereich hinweg beschreibt, um ein einziges Breitbandmodell (**24**) abzuleiten, das die Betriebscharakteristika des Systems über den gesamten Frequenzbereich, der in den Schmalbandmodellen eingeschlossen ist, beschreibt, im Wesentlichen wie zuvor unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben wurde.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

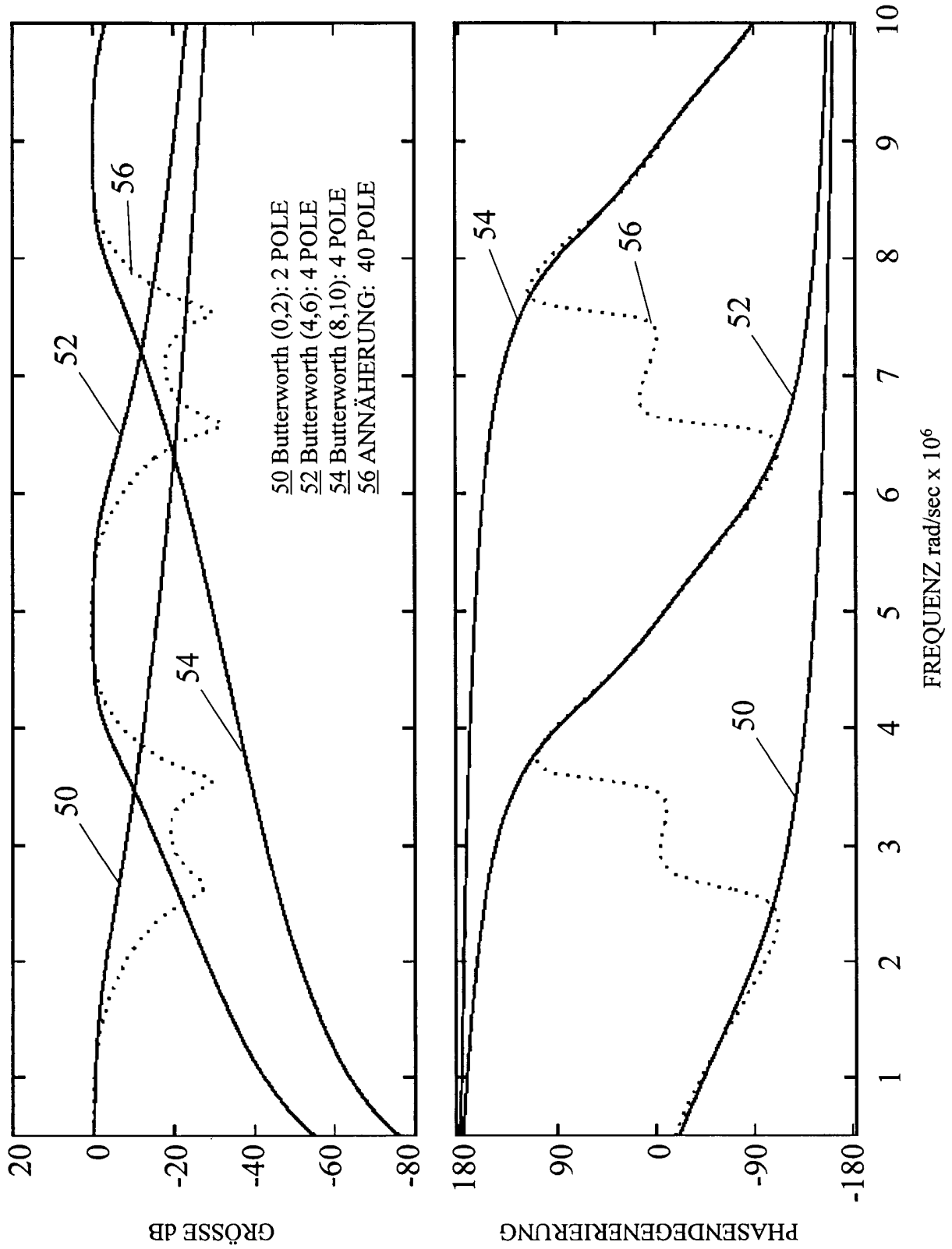
Anhängende Zeichnungen



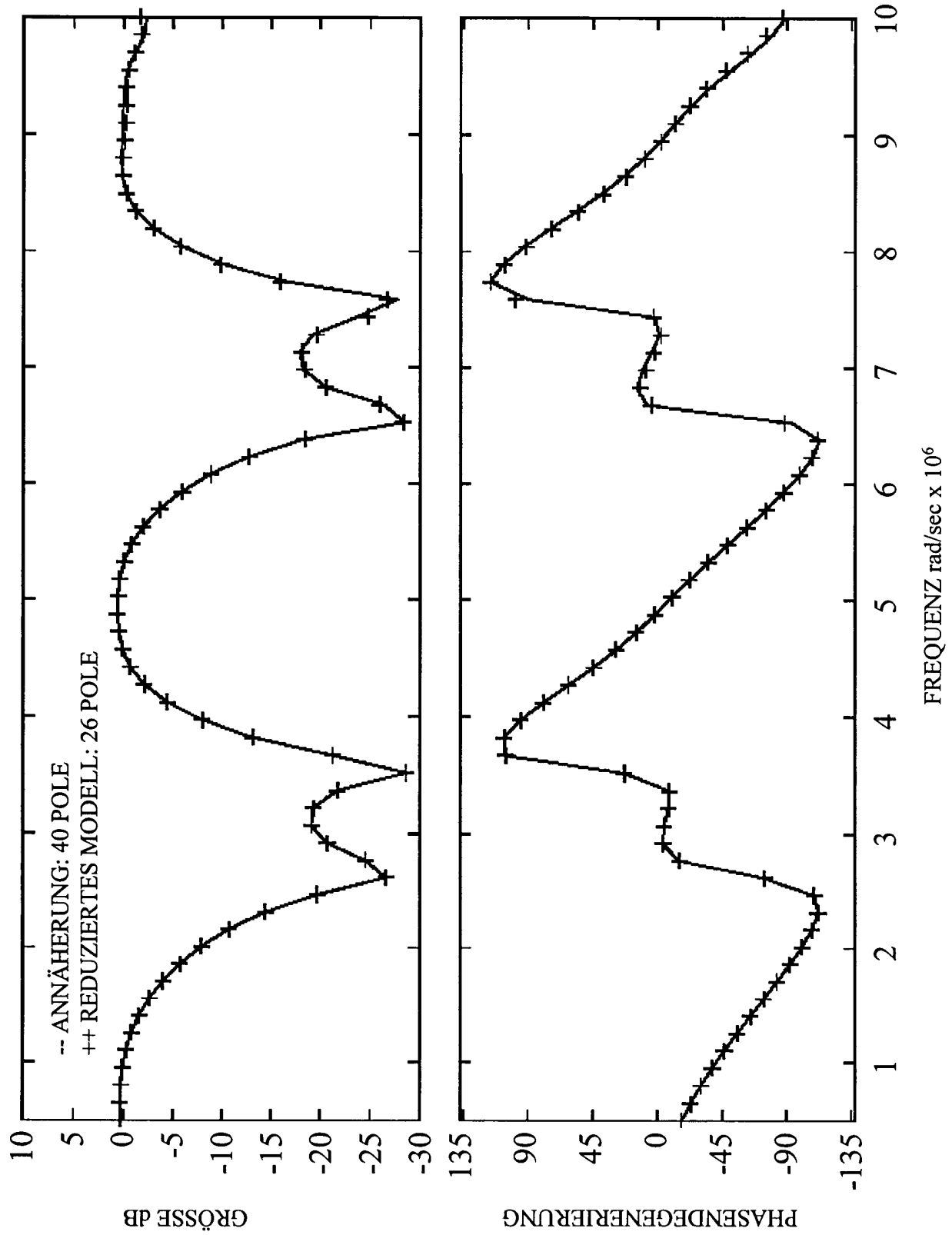
FIGUR 2



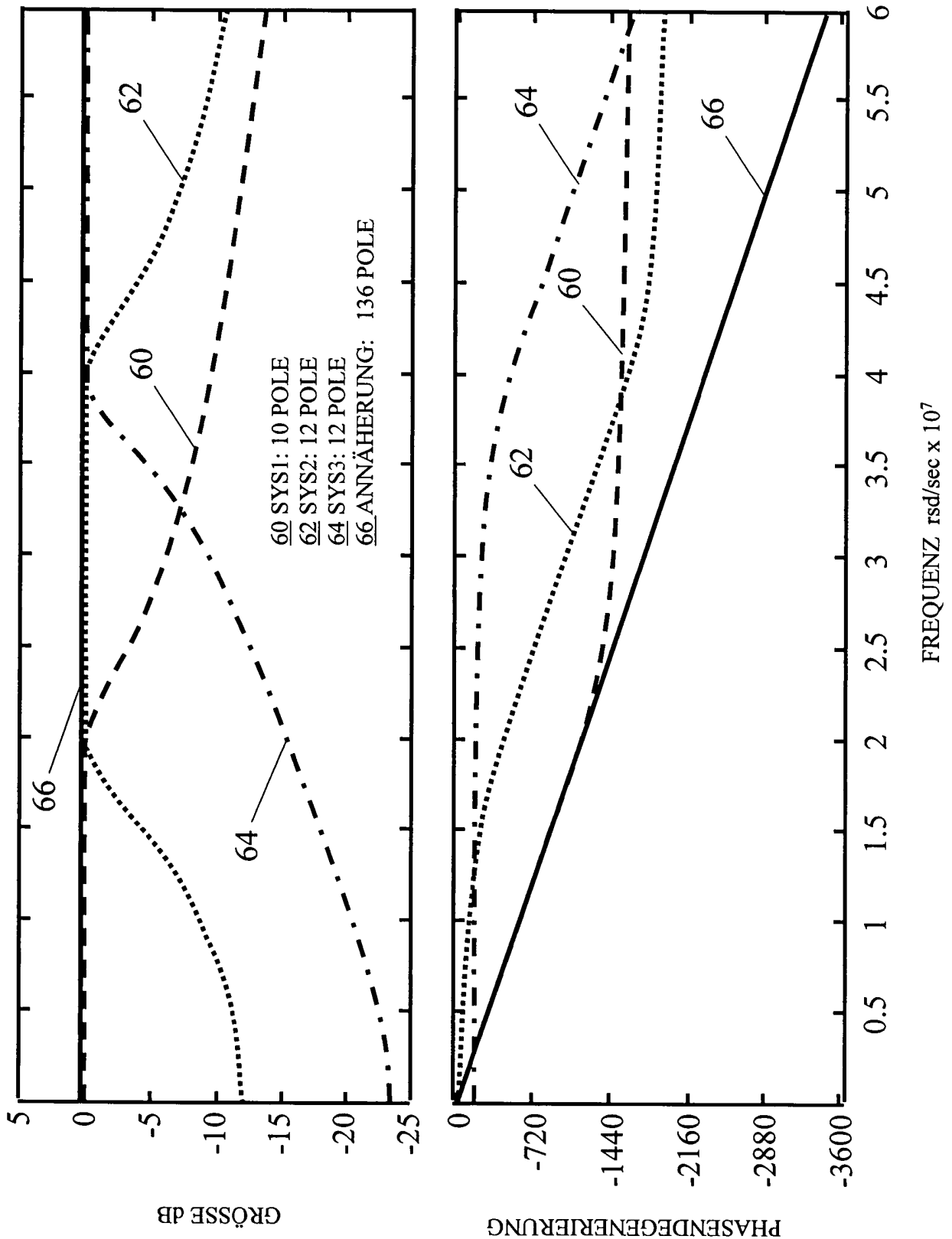
FIGUR 3



FIGUR 4



FIGUR 5



FIGUR 6

