



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 02 642 T2 2004.03.18**

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 083 657 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 02 642.6**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 402 406.3**

(96) Europäischer Anmeldetag: **31.08.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **14.03.2001**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **14.05.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **18.03.2004**

(51) Int Cl.7: **H03H 7/09**

**H01P 1/20, H03H 7/12**

(30) Unionspriorität:

**9911188            07.09.1999    FR**

(73) Patentinhaber:

**Itis, Saint Gregoire, FR**

(74) Vertreter:

**BOEHMERT & BOEHMERT, 80336 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**CH, DE, ES, GB, IT, LI, SE**

(72) Erfinder:

**Spampinato, Eric, 75116 Paris, FR**

(54) Bezeichnung: **UHF-Filter mit vier Stufen die über eine gemeinsame Steuerspannung einstellbar sind**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

## Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft das Gebiet der Filter und insbesondere, aber nicht ausschließlich Filter in Verbindung mit Modulatoren zur Verwendung auf dem Gebiet der Radio- und Fernsehsignalübertragung. Bei dieser Art von Anwendung werden die Filter, mit denen sich die Erfindung befaßt, zwischen den Modulatorschaltkreisen und dem Leistungsschaltkreis angeordnet, welcher die Antenne ansteuert.

[0002] Entwicklungsbemühungen auf diesem Gebiet sind ausschließlich auf digitale Übertragungssysteme für sowohl Fernsehen als auch Radio gerichtet. Im Vergleich zu analogen Übertragungssystemen erlaubt eine digitale Technik eine dichtere Belegung des Spektrums und eine größere Unempfindlichkeit gegenüber Rausch- und Interferenzproblemen.

[0003] Für die Übertragung mittels Hertzscher Welle zielen aktuelle Entwicklungsprogramme für digitale Audio- und Videoübertragung (DAB und entsprechend DVB) darauf ab, die UHV-IV- und V-Trägerfrequenzbänder zu verwenden.

[0004] Die geplante Modulationstechnik ist das codierte orthogonale Frequenzmultiplex (COFDM), das an sich bekannt ist. Dieses Protokoll wird insbesondere in den europäischen Standards verwendet.

[0005] Eine solche Form der Modulation ist bekannt und wird unter anderem in den Dokumenten EP-A-0 902 574 und WO-A-98 11698 beschrieben. Anhand der **Fig. 1** sollen die grundlegenden Konzepte hier wiederholt werden.

[0006] Dieses vereinfachte Diagramm zeigt die funktionellen Einheiten, die zur Darstellung eines phasen-quadraturmodulierten Signals aus zwei Eingangssignalen I und Q dienen. Diese zwei Signale tragen modulierte Information und weisen eine Phasendifferenz von  $90^\circ$  zueinander auf. Die zwei Signale werden an die Eingänge der entsprechenden Mischer 2,4 eingegeben, die zudem Signale von einem  $0^\circ/90^\circ$ -Phasenverschieber bei der Frequenz  $F_0 = \sin(\omega_0 t)$  empfangen. Die zwei entsprechenden Mischer 2,4 liefern daher ein digitales Signal, das in die entsprechenden Eingänge eines Addierschaltkreises **6** eingegeben wird. Die Ausgabe I (binär) dieses Schaltkreises wird an den Eingang eines Digital/Analog-Wandlers **8** gegeben, um das modulierte zu übertragende Signal I(a) zu bilden.

[0007] Dieses Signal I(a) ist im allgemeinen ein Signal, das eine große Anzahl von Trägern führt, beispielsweise 6800 Träger auf einem 7,61 MHz-Band, wie es in **Fig. 2** gezeigt ist. Dieses Signal hat eine Mittenfrequenz, die  $F_{\text{num}}$  genannt wird, die bei einer Frequenz im Bereich von 18 MHz liegt.

[0008] Zum Vorsehen einer Leistungsverstärkung für dieses Signal für ist es notwendig, die Frequenz  $F_{\text{num}}$  in eine höhere Frequenz in dem UHF-Band umzusetzen.

[0009] Um dies durchzuführen, ist mit den üblicherweise verwendeten Techniken eine zweistufige

Transformation verbunden, wie es schematisch in **Fig. 3** dargestellt ist. Die verschiedenen Punkte des in **Fig. 3** gezeigten Schaltkreises sind mit den Buchstaben (a) bis (d) bezeichnet; wobei die Signale an diesen entsprechenden Punkten in **Fig. 4** dargestellt sind, welche ein Schaubild darstellt, in dem die Frequenz auf der X-Achse und das Signalniveau auf der Y-Achse aufgetragen ist.

[0010] Das Signal I(a) mit einer Mittenfrequenz  $F_{\text{num}}$  wird von einem üblichen Heterodyn-Schaltkreis **10** mit zwei Transformationsstufen verarbeitet. Das Eingangssignal (a) geht durch einen ersten Mischerschaltkreis **12**, in dem es mit einem Signal **Fol1** gemischt wird, das eine feststehende Frequenz aufweist, wobei die Frequenz **Fol1** höher als  $F_{\text{num}}$  ist. Dieser Mischerschaltkreis **12** erzeugt an dem Ausgang (b) zwei Spektren **S1** und **S2** (**Fig. 4**), die jeweils der Differenz und der Summe der gemischten Frequenzen entsprechen.

[0011] Diese zwei Spektren werden von einem ersten Bandpaß-Filter **14** getrennt, dessen Ausgang nur das Spektrum **S2** der oberen gemischten Frequenz (C) durchläßt.

[0012] Da die Frequenzen dieser zwei Spektren sehr nahe beieinander liegen, ist für diese Trennung ein hochgradig selektives Filter notwendig. An dieser Stelle wird üblicherweise ein Oberflächenwellenbauteil (SAW) verwendet. Dieses Spektrum wird dann an dem Eingang eines zweiten Mischers **16** erzeugt, der zudem als Eingangssignal eine Mischfrequenz **Fol2** empfängt, die eine höhere Frequenz als **Fol1** aufweist. Wie auch bei dem ersten Mischerschaltkreis **12** erzeugt dieser zweite Mischerschaltkreis **16** zwei Spektren **S3** und **S4**, die jeweils der Differenz und der Summe der Frequenzen in dem Spektrum entsprechen, das von dem ersten Filter **14** bei der Frequenz **Fol2** vorgesehen wird.

[0013] Die Frequenzen der Signale **Fol1** und **Fol2** werden so gewählt, daß das obere Frequenzspektrum **S4** des Filters **16** dem gewählten Frequenzband entspricht (in dem betrachteten Beispiel sind dies die UHV-IV- und V-Bänder). Dieses Spektrum **S4** wird erhalten, indem die anderen Spektren mittels eines zweiten Filters **18** eliminiert werden.

[0014] In dem Stand der Technik ist dieses zweite Filter hinsichtlich der Frequenz feststehend. Mit anderen Worten wählt es nur eine Frequenz aus – oder ein schmales Band von Frequenzen-, indem alle anderen eliminiert werden. Dieses Filter wird daher so gewählt, daß es auf die gewünschte Ausgangsfrequenz abgestimmt werden kann.

[0015] Üblicherweise wird das Filter **18** gewählt, um den Frequenzbereich durchzulassen, der um den Träger angeordnet ist und dem Übertragungskanal des UHF-Bandes entspricht, da der Übertrager mit festen Frequenzen arbeitet. Es ist somit notwendig, für jeden Übertragungskanal ein anderes festes Filter vorzusehen.

[0016] In dem Dokument DE-C-3-240 255 wird ein Filteraufbau für Frequenzen im MHz-Bereich offen-

bart, der auf einer Serie von Zellen basiert, typischerweise drei oder eventuell vier, die jeweils aus einem variablen Kondensator und einer Induktivität in Parallelschaltung zusammengesetzt sind. Benachbarte Zellen werden durch einen variablen Koppelkondensator verbunden. Alle variablen Kondensatoren, die das Filter bilden, sind zur Abstimmung in einer gemeinsamen Gruppenanordnung mechanisch verbunden.

#### Abriß der Erfindung und Aufgaben

[0017] Eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, ein Bandpaßfilter mit variabler Frequenz bereitzustellen, so daß dieses an unterschiedliche Kanäle angepaßt werden kann, insbesondere für das Frequenzband zwischen 400 MHz und 1 GHz.

[0018] In dem betrachteten Beispiel kann ein solches Filter als Ersatz für das feststehende Filter **18** implementiert werden, um gegenüber dem Schaltkreis **10** hinsichtlich der unterschiedlichen verwendbaren Kanäle flexibel zu sein.

[0019] Deshalb ist es eine erste Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Bandpaßfilter mit einer verstellbaren Mittenfrequenz gemäß der Definition in Anspruch 1 vorzusehen, das in dem UHF-Band eingesetzt werden kann.

[0020] Vorzugsweise sind die Koppelkapazitäten auch variable Kapazitäten.

[0021] Gemäß einem besonders bemerkenswerten Merkmal der Erfindung kann das Filter zwischen seinem Signaleingang und seinem Signalausgang im wesentlichen symmetrisch aufgebaut werden.

[0022] Gemäß der Erfindung beträgt die Anzahl der Zellen vier.

[0023] Vorzugsweise hat jede variable Koppelkapazität die Form von zumindest einer elektrisch steuerbaren variablen Kapazität.

[0024] In diesem Fall ist es möglich vorzusehen, daß jede elektrisch steuerbare variable Kapazität von zumindest einer spannungsgesteuerten variablen Kapazitätsdiode gebildet ist.

[0025] Vorzugsweise ist jede variable Koppelkapazität durch ein Paar variabler Kapazitätsdioden ausgebildet, die Kopf an Kopf miteinander verbunden sind.

[0026] Um eine Optimierung der Anpaßcharakteristik der Eingangs- und Ausgangsimpedanz vorzusehen, kann das Filter einen Eingang umfassen, der mit einer Zwischenabgriff der Induktivität der ersten Zelle der Reihe von Zellen verbunden ist, und ein Ausgang, der mit einem Zwischenabgriff der Induktivität der letzten Zelle der Reihe von Zellen verbunden ist.

[0027] Gemäß der Erfindung haben die Induktivitäten der ersten Zelle und der letzten Zelle einen Wert, der sich von dem der Induktivität der Zwischenzellen unterscheidet, wobei es der Wertunterschied ermöglicht, die gleiche variable Steuerspannung zur Steuerung einerseits der elektrisch steuerbaren Kapazitäten der durch die erste und letzte Zelle gebildeten Re-

sonanzschaltkreise zu steuern, und andererseits die elektrisch steuerbaren Kapazitäten der Resonanzschaltkreise zu steuern, welche von den Zwischenzellen gebildet werden.

[0028] In diesem Fall haben die Induktivitäten der ersten Zelle und der letzten Zelle vorzugsweise einen Induktivitätswert, der größer als der Wert der Induktivität der Zwischenzelle(n) ist.

[0029] Zur einfacheren Implementierung des Filters ist es möglich vorzusehen, daß die elektrisch steuerbaren variablen Kapazitäten, die die Kopplung zwischen der ersten Zelle und der zu dieser benachbarten Zelle darstellen, und diejenigen, welche die Kopplung zwischen der letzten Zelle und der zu dieser benachbarten Zelle darstellen, jeweils den gleichen Kapazitätswert aufweisen, um über einen vorbestimmten Bereich von Steuerspannungen die gleiche Kapazitätssteuerspannung vorzusehen.

[0030] Vorzugsweise ist jede Induktivität als Streifenleiter(Microstrip) ausgebildet, der auf einem isolierenden Substrat aufgebracht ist.

[0031] Eine zweite Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, einen Bandpaßfilterschaltkreis mit verstellbarer Mittenfrequenz für das UHF-Band vorzusehen, dadurch gekennzeichnet, daß dieser ein Filter wie das oben beschriebene und Spannungsversorgungsmittel zur Steuerung der Mittenfrequenz aufweist.

[0032] Vorzugsweise erzeugen die Spannungsversorgungsmittel eine erste Spannung, welche an die Eingänge angelegt wird, welche den Kapazitätswert der Kapazitäten steuern, welche die Resonanzschaltkreise der entsprechenden Zellen bilden, eine zweite Spannung, welche an die Eingänge angelegt wird, welche den Kapazitätswert der Koppelkondensatoren steuern, welche jeweils die ersten Zelle und deren Nachbarzelle sowie die letzte Zelle und deren Nachbarzelle verbinden, und eine dritte Spannung, welche an den Eingang angelegt wird, der den Kapazitätswert der(zes) zwischenliegenden Koppelkondensator(s) steuert.

[0033] Vorzugsweise ist die dritte Spannung proportional zu der ersten Spannung.

[0034] Folglich gibt es in der betrachteten Anwendung eine erste Umsetzung (Transposition), die im allgemeinen immer bei einer festen Frequenz durchgeführt wird. Jedoch kann mittels der vorliegenden Erfindung die zweite Umsetzung bezüglich der flexibel verstellbar sein, wobei die Flexibilität durch das justierbare Filter der Erfindung verfolgt wird.

[0035] Nach wie vor gibt es eine Umsetzung, die im Basisband beginnt und auf ein Signal mit einer Zwischenfrequenz von ungefähr Foll umsetzt, welche feststehend sein kann und für die Standard-Zwischenfrequenzen gefunden werden können. Filter mit verschiedenen Quellen sind in großer Zahl auf dem Markt vorhanden, wobei es sich dabei um Oberflächenwellenvorrichtungen (SAW) oder andere Bauteile handelt.

[0036] Andererseits wird die zweite Umsetzung

sehr oft mittels eines Filters durchgeführt, um die Frequenz des Kanals zu erhalten, wobei letzterer ein wesentlich breiteres Band aufweist und in der Lage ist, das gesamte Band zu überdecken, beispielsweise die IV- und V-Bänder des Fernsehfunks, welche eine Frequenzoktave belegen können. Dadurch zieht die zweite Umsetzung ihren Nutzen aus der Flexibilität bezüglich der Frequenz.

[0037] Was bisher die Flexibilität in der Frequenz in Systemen verhinderte, war jedoch genau die Tatsache, daß kein Filter erhältlich ist, das in der Frequenz flexibel ist. Tatsächlich sind alle verwendeten Filter nur manuell oder bei der Herstellung justierbar und haben große Abmessungen.

[0038] Durch das steuerbare Frequenzfilter gemäß der Erfindung ist es möglich, einen Schaltkreis zu implementieren, das eine Verstellbarkeit auf der Stufe der Frequenzsynthese besitzt, um die Signale **Fol1** und insbesondere **Fol2** zu erzeugen: diese Flexibilität oder Versteilbarkeit soll dann durch die Versteilbarkeit des variablen Frequenzfilters verfolgt werden, um ein Signal mit der gewünschten Frequenz zu liefern.

[0039] In dem UHF-Band verstellbare Frequenzsynthesizer sind heute weit entwickelt. Tatsächlich wurde vor diesen Synthesizern Quarzoszillatoren verwendet, die auf eine vorgegebene Frequenz getrimmt wurden. Die Frequenz des Quarzes wurde daraufhin multipliziert, um in das UHF-Transformationsband zu kommen, das in dem 470 MHz- bis 860 MHz-Band abzüglich einer Zwischenfrequenz (da es eine Transpositionsfrequenz **Fol2** gibt) liegt. Jedoch lag in diesem Fall eine Frequenzsynthese mit einer festen Frequenz vor.

[0040] Seitdem wurde die Frequenzsynthese weiterentwickelt und erlaubt eine Versteilbarkeit auf der Stufe der obigen Übertragungssysteme, mit der Ausnahme, daß die zweite Frequenztransposition (bei der Frequenz **Fol2**) das Filtern von störenden und daher unerwünschten Bandmischungen erfordert. An diesem Punkt mangelte es an Flexibilität und Integrationsmöglichkeit.

[0041] Durch die Erfindung ist es in Zukunft nicht mehr notwendig, einen feststehenden, fabrik-kalibrierten Filter **18** in dem Schaltkreis **10** von **Fig. 3** einzusetzen: die Vorrichtung ist ein System, das die Frequenzumsetzung in einer bezüglich der Frequenz flexiblen Weise bis zu dem Ausgang des Leistungsverstärkers gestattet.

[0042] Die vorliegende Erfindung wird nun beispielhaft anhand der beigefügten Zeichnungen beschrieben, wobei die Figuren im einzelnen darstellen:

[0043] **Fig. 1** zeigt ein bereits beschriebenes vereinfachtes Blockdiagramm einer Modulationsstufe gemäß der COFDM-Technik;

[0044] **Fig. 2** zeigt das bereits beschriebene Frequenzspektrum, das sich an dem Ausgang der Modulationsstufe von **Fig. 1** ergibt;

[0045] **Fig. 3** ist ein bereits beschriebenes vereinfachtes Blockdiagramm eines Schaltkreises zum

Umsetzen der Frequenz des Signals, das in **Fig. 2** dargestellt ist und dem Stand der Technik entspricht; [0046] **Fig. 4** zeigt bereits beschriebene Signale an den unterschiedlichen Punkten des in **Fig. 3** gezeigten Schaltkreises;

[0047] **Fig. 5** ist ein vereinfachtes Blockdiagramm eines Schaltkreises zum Umsetzen der Frequenz des in **Fig. 2** gezeigten Signals mittels eines Filters gemäß der Erfindung;

[0048] **Fig. 6** ist ein Diagramm, das drei Übertragungskurven des Filters gemäß der Erfindung darstellt;

[0049] **Fig. 7** ist ein Schaltkreisdiagramm eines Filters gemäß der vorliegenden Erfindung;

[0050] **Fig. 8** ist ein Diagramm einer ersten Zelle des Filters von **Fig. 7** gemäß einer ersten Ausführung der Erfindung;

[0051] **Fig. 9** ist ein Diagramm des gesamten Filters, das in **Fig. 8** gezeigt ist;

[0052] **Fig. 10** ist ein Diagramm des in **Fig. 7** gezeigten Filters gemäß einer zweiten Ausführung der Erfindung; und

[0053] **Fig. 11** ist ein Diagramm, das eine Schaltkreisanwendung für das Filter von **Fig. 10** darstellt.

[0054] Der Zweck des Filters gemäß der Erfindung wird anhand **Fig. 5** beschrieben, die teilweise auf dem bezüglich **Fig. 3** beschriebenen Kontext basiert. Daher haben die Teile, welche beide Figuren gemeinsam haben, die gleichen Bezugszeichen und sollen nicht noch einmal beschrieben werden, um Wiederholungen zu vermeiden.

[0055] Es ist zu bemerken, daß der Schaltkreis von **Fig. 5** auf der Stufe des Eingangssignals  $F_{num}$  den gleichen ersten Mischer **12**, ersten Bandpaßfilter **14** und zweiten Mischerschaltkreis **16** aufweist.

[0056] Im Gegensatz zu dem Schaltkreis von **Fig. 3** empfängt der zweite Mischerschaltkreis **16** eine Frequenz **Fol2** als Eingabe, die nicht feststehend, sondern veränderlich ist. Dieses Signal **Fol2** wird von einem variablen Frequenzgenerator **22** erzeugt. Dieser kann unter Verwendung eines Phasenregelkreises(PLL)-Synthesizers konstruiert werden, der bereits bekannt ist. Dessen Frequenzband entspricht im wesentlichen dem an dem Ausgang erwünschten Frequenzband, d. h. in der Größenordnung von 400 MHz bis 1 GHz.

[0057] Die Technik zur Konstruktion eines solchen variablen Frequenzoszillators **22** ist an sich bekannt und soll hier nicht beschrieben werden, um die Darstellung knapp zu fassen.

[0058] Indem die Frequenz **Fol2** innerhalb des Mixers verändert wird, ergibt sich eine entsprechende Veränderung der Zwischenumsetzungsfrequenz, die an dem Ausgang des Mixers **16** bereitgestellt wird. Diese variable Frequenz soll dann von einem Bandpaßfilter mit variabler Frequenz **24** gemäß der vorliegenden Erfindung gefiltert werden.

[0059] Im weiteren wird die detaillierte Struktur dieses Filters beschrieben. Das Filter wird hier als funktionale Einheit betrachtet, die von dem Mischer **16** an

ihrem Eingang ein Signal empfängt und diejenigen Komponenten dieses Signals an ihren Ausgang passieren läßt, welche sich innerhalb eines engen Frequenzbands befinden. Die Mittenfrequenz dieses Bandes wird von einem Steuersignal in der Form eines Satzes variabler Spannungssignale Vfv festgelegt.

[0060] Die **Fig. 6** zeigt drei Beispiele der Antworten des Filters **24** als Funktion der drei entsprechenden Werte des Satzes variabler Spannungen Vfv. Die Mittenfrequenz **fc2** liegt bei einem Zwischenniveau von Vfv, während die Mittenfrequenzen **fc1** und **fc3** jeweils Spannungen entsprechen, die unterhalb und oberhalb dieses Zwischenniveaus **fc2** liegen.

[0061] Das variable Filter **24** gemäß der Erfindung ermöglicht es daher, mit seiner Mittenfrequenz das gesamte UHF-Spektrum zu durchlaufen, d. h. von 400 MHz bis 1 GHz.

[0062] In dem Schaltkreis **20** bildet das variable Filter **24** zusammen mit dem variablen Frequenzgenerator **22** ein verstimmbares System, das es gestattet, eine Umsetzungsfrequenz zu erhalten, die bei jeder Position innerhalb des UHF-Frequenzspektrums wählbar ist. Hierfür ist es lediglich notwendig, die Frequenz des Frequenzgenerators **22** auf einen Wert einzustellen, der in der Summe mit der Frequenz des Signals des Bandpaßfilters **14** dem Wert der benötigten Ausgangsfrequenz entspricht. Zusammen mit dieser Frequenz wird die Mittenfrequenz **fc** des variablen Filters eingestellt, so daß diese diesem Frequenzwert entspricht. Entsprechend läßt das Filter nur diese Frequenz passieren, wobei ein schmales Band im Umfeld dieser Frequenz stark gedämpft wird. Das von dem Filter **24** vorgesehene Signal kann daher, abhängig von der Anwendung, eine Verstärkungsstufe ansteuern, um eine Übertragungsantenne zu speisen.

[0063] Für diese Anwendung ist es ersichtlich, daß es einfach ist, die Übertragungsfrequenz zu verändern oder eine spezielle Übertragungsfrequenz in dem UHF-Band auszuwählen, ohne die Komponenten auszutauschen oder diese körperlich zu justieren. Es ist tatsächlich lediglich notwendig, den variablen Frequenzgenerator und das variable Filter mit entsprechenden einfach zu erzeugenden Signalen (im allgemeinen durch eine variable Spannung, die an einem spannungsgesteuerten Oszillator anliegt) zu steuern.

[0064] Die theoretische Darstellung des variablen Frequenzfilters wird nun anhand **Fig. 7** beschrieben.

[0065] In dem Beispiel umfaßt das Filter vier Stufen oder Zellen **E1**, **E2**, **E3**, **E4**, die eine Kette bilden, wobei die Zellen **E1** und **E4** an den jeweiligen Enden der Kette von Zellen angeordnet sind. Jede Zelle umfaßt eine Parallelverbindung einer Kapazität **Cp1**, **Cp2**, **Cp3** und **Cp4** mit einer Induktivität **Ip1**, **Ip2**, **Ip3** und **Ip4**.

[0066] Benachbarte Zellen werden durch Koppelkapazitäten **Cc12**, **Cc23** und **Cc34** verbunden. In dem Beispiel sind daher drei Koppelkapazitäten **Cc12**,

**Cc23** und **Cc34** vorgesehen, die jeweils die Zellen **E1** und **E2**, die Zellen **E2** und **E3** und die Zellen **E3** und **E4** miteinander verbinden.

[0067] Die Knoten jeder parallelen Verbindung jeder Zelle werden an dem Ende, das den Koppelkapazitäten **Cc12**, **Cc23** und **Cc34** gegenüberliegt, gemeinsam mit Masse verbunden.

[0068] Die Induktivitäten **Ip1** und **Ip4**, die mit den Zellen **E1** und **E4** an jedem Ende des Filters **24** verknüpft sind, umfassen zwischen ihren Enden jeweils einen Zwischenabgriff **P1** und **P2**. Der Zwischenabgriff **P1** an der Induktivität **Ip1** ist mit einem Eingang **FI** des Filters verbunden, und der Zwischenabgriff **P2** an der Induktivität **Ip4** ist mit einem Ausgang **FO** des Filters verbunden.

[0069] Diese Anordnung erlaubt es, den Induktivitäten **Ip1** und **Ip4**, die sich an dem Ende des Filters **24** befinden, mit der zusätzlichen Funktion eines automatischen Umsetzers auszustatten, die es ermöglicht, den Eingang des Filters an die Ausgangsimpedanzen anzupassen, wie im weiteren erklärt ist.

[0070] Bei einer Anwendung wie der Schaltkreis **20**, der in **Fig. 5** gezeigt ist, ist es wichtig, eine Ausgangsimpedanz zu haben, die an die Eingangsimpedanz angepaßt ist. Durch die duale Funktion, die von den Induktivitäten **Ip1** und **Ip4** vorgesehen wird (Induktivität per se und automatischen Umsetzers) ist es möglich, die gewünschte Eingangsimpedanz und Ausgangsimpedanz für den Filter zu erreichen, ohne dessen Eigenschaften zu verändern. In dem betrachteten Beispiel können die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen so gewählt werden, daß diese gleich sind und ungefähr 50 Ohm betragen.

[0071] In Filter **24** sind die Kapazitäten **Cc12**, **Cc23** und **Cc34**, die zum Kuppeln dienen, sowie die Kapazitäten **Cp1**, **Cp2**, **Cp3** und **Cp4**, die parallel miteinander verbunden sind, elektrisch veränderbar.

[0072] Vorzugsweise ergibt sich dieses Merkmal durch die Verwendung von „Varicap-Dioden“ für diese Kapazitäten, die an sich bekannt sind.

[0073] Es ist zu bemerken, daß das Filter vollkommen symmetrisch ist, in dem Sinne, daß der Eingang und der Ausgang ausgetauscht werden können, ohne die Filtereigenschaften zu verändern.

[0074] Die **Fig. 8** zeigt eine Zelle **E1** des Filters mit seiner Koppelkapazität zur sich daran anschließenden Zelle **E2**.

[0075] In dem Beispiel wird die parallel angeschlossene Kapazität **Cp1** in zwei Kapazitäten aufgeteilt, welche in Serie miteinander verbunden sind, und zwar in eine Kapazität **Cv1** des Varicap-Typs und eine feste Kapazität **Cf1**, wobei diese jeweils die Kapazitätswerte **v1** und **f1** aufweisen. Entsprechend ist die Gesamtkapazität dieser Reihenschaltung  $C_{c1} = f1 \cdot v1 / (v1 + f1)$ . Die unveränderliche Kapazität **Cf1** dient zur elektrischen Isolierung der Varicap-Diode **Cv1** von der Masse, die so gemäß einer üblichen Vorgehensweise durch ihre Vorspannung (bias) beeinflusst werden kann. Der Wert der Varicap-Diode liegt typischerweise bei 470 pF. Es ist ersichtlich, daß

es durch die Veränderung des Wertes von  $v_1$  möglich ist, alle gewünschten Kapazitätswerte zu erreichen:

[0076] Der Wert der Kapazität  $C_{v1}$  wird durch den Wert einer Spannung  $V_{Cp1}$  bestimmt, die an die Varicap-Diode angelegt wird, welche die Kapazität  $C_{v1}$  bildet.

[0077] Entsprechend ist der Wert der Koppelkapazität  $C_{c12}$  durch den Wert einer Spannung  $V_{Cc12}$  bestimmt, die an die Varicap-Diode angelegt wird, welche diese Koppelkapazität bildet.

[0078] Die Fig. 9 zeigt den gesamten Schaltkreis, der durch die in Fig. 8 dargestellten Varicap-Dioden gebildet wird, und die Spannungswerte, die diese Dioden steuern. Diese Figur dient auch der schematischen Identifizierung der Bezeichnungen dieser verschiedenen Steuerspannungen, die zum besseren Verständnis nicht numeriert sind.

[0079] Die Fig. 10 stellt eine Variante des in Fig. 9 gezeigten Filters dar, der den Vorteil bietet, daß das von den Varicap-Dioden erzeugte Rauschen reduziert wird.

[0080] Der Schaltkreis **24'** gemäß dieser Variante unterscheidet sich von dem Schaltkreis **24** der Fig. 9 lediglich durch die Tatsache, daß jede Koppelkapazität  $C_{c12}$ ,  $C_{c23}$  und  $C_{c34}$  dieses Schaltkreises jeweils durch ein Paar Varicap-Dioden ersetzt wird, die Kopf an Kopf verbunden sind  $C_{c12a}-C_{c12b}$ ,  $C_{c23a}-C_{c23b}$ ,  $C_{c34a}-C_{c34b}$ .

[0081] Vorzugsweise wird in diesem Fall eine Steuerspannung an jedes Diodenpaar an dem gemeinsamen Verbindungspunkt angelegt, wodurch sich eine Entkopplungskapazität ergibt. Die Steuerspannung  $V_{Cc12}$ ,  $V_{Cc23}$ ,  $V_{Cc34}$  ist für jedes Kopf an Kopf verbundene Diodenpaar  $C_{c12a}-C_{c12b}$ ,  $C_{c23a}-C_{c23b}$ ,  $C_{c34a}-C_{c34b}$  ist die gleiche wie die Steuerspannung für die entsprechenden Koppel-Varicap-Dioden von Fig. 9.

[0082] Da das Filter für sehr hohe Frequenzen zugeschnitten ist, wird zur Bildung der Induktivitäten eine Streifenleitungstechnik (Microstrip) verwendet. Solche Streifenleitungen werden hergestellt, indem Streifen auf einem Glassubstrat, das mit einer Teflonbeschichtung überzogen ist, metallisiert werden. Auf diese Weise wird das gesamte Filter auf dieses Substrat aufgebracht.

[0083] Wie bereits bekannt ist, hängt der Induktivitätswert einer Induktivität in Form eines Streifenleiters von seiner Länge ab. Um jedoch zu gewährleisten, daß sich die Streifenleitung als lokale Komponente und nicht wie ein verteiltes Element verhält, ist die maximale Länge jedes Streifenleitungsabschnittes, der als Induktivität dient, auf einen Wert begrenzt, der kleiner oder gleich  $\lambda/10$  ist, wobei  $\lambda$  die minimale Wellenlänge des zu filternden Signals ist.

[0084] In einem praktischen Beispiel weist das Substrat Abmessungen von 70 mm mal 40 mm auf, wobei die Dicke 0,8 mm beträgt.

[0085] Die Varicap-Dioden stehen als kommerziell erhältlichen Komponenten zur Verfügung. Sie wer-

den auf dem Substrat gemäß klassischen Techniken zum Montieren von Mikrowellenschaltkreisen befestigt.

[0086] Wie in den Fig. 9 und 10 dargestellt ist, gibt es sieben Steuereingänge, um den Fall eines Filters mit vier Zellen **E1-E4** zu betrachten, wobei jedem Spannungssteuereingang eine entsprechende Varicap-Diode oder ein Varicap-Dioden-Paar für den Fall der in Fig. 10 gezeigten Koppelkapazitäten zugeordnet ist.

[0087] Das Filter wurde mit einer im wesentlichen symmetrischen Anordnung ausgeführt, und es ist daher möglich, für verschiedene Kapazitäten die gleichen Kapazitätswerte zu erreichen. Vorausgesetzt, daß die Varicap-Dioden für die parallelen Kapazitäten  $C_{p1}$  bis  $C_{p4}$  ausgewählt wurden die gleiche Merkmale aufweisen, und daß die Varicap-Dioden für die Koppelkapazitäten  $C_{c12}$ ,  $C_{c23}$  und  $C_{c34}$  ebenfalls mit gleichen Merkmalen ausgewählt wurden, ist es möglich, durch die Symmetrie (siehe Fig. 9 oder 10) zu erreichen, so daß gilt

$$V_{Cp1} = V_{Cp4}$$

$$V_{Cp2} = V_{Cp3}$$

$$V_{Cc12} = V_{Cc34}.$$

[0088] Es verbleibt somit ein Kapazitätswert in der Symmetriemitte, und zwar derjenige der Koppel-Varicap-Diode  $C_{c23}$  oder  $C_{c23a}$ ,  $C_{c23b}$ , welche getrennt bleiben.

[0089] Dementsprechend wird durch die Symmetrie gemäß dieser Ausführung die Anzahl von sieben Spannungsniveaus auf vier reduziert, die das Einstellen des Filters auf den gewünschten Mittenfrequenzwert ermöglichen.

[0090] Mit dem Ziel, die Implementierung des Filters – durch eine Verringerung der Anzahl verschiedener anzulegender Spannungen – zu vereinfachen, zog der Anmelder die Möglichkeit in Betracht, ein und dieselbe Steuerspannung für alle vier Varicap-Dioden  $C_{v1}$  bis  $C_{v4}$  zu verwenden, welche die Kapazitäten in den parallelen Resonanzkreisen bilden, wodurch sich beispielsweise  $V_{Cp1} = V_{Cp2}$  ergibt.

[0091] Zu diesem Zweck betrachtete der Anmelder die Veränderung derjenigen Parameter, welche die Länge der Streifenleiter festlegen, die jeweils die Induktivitäten  $l_{p1}$  und  $l_{p4}$  der Eingangs- und Ausgangszellen **E1** und **E4** des Filters bilden. Es zeigte sich, daß eine Verringerung der Länge der Streifenleiter, die jeweils die Induktivitäten  $l_{p2}$  und  $l_{p3}$  bilden, es ermöglicht, alle Steuerspannungen der Varicap-Dioden  $V_{Cp1}$  bis  $V_{Cp4}$ , welche die parallelen Resonanzkreise bilden, auf einen gemeinsamen Wert einzustellen. Vor diesem Hintergrund ist es möglich, den Grad an benötigter Verkürzung der Streifenleitungen zu berechnen oder eine empirische Näherung anzuwenden, um dieses Ergebnis zu erhalten. Der Grad an Verkürzung ist eine Funktion der Werte der verwendeten Varicap-Dioden, der Induktivitäten und der Ausgeglichenheit der Komponenten, die das Filter bilden.

[0092] In bestimmten Fällen kann sich ergeben, daß

die Länge der Streifenleitungen, die die oben genannten Induktivitäten **Ip1** und **Ip4** bilden, im Gegensatz hierzu erhöht werden sollte, abhängig von den Verstimmeneigenschaften des Filters. In diesem Fall dient ebenfalls ein analytischer oder empirischer Ansatz der Ermittlung des entsprechenden Grads an erforderlicher Verlängerung.

[0093] Vorzugsweise werden die Eingangs- oder Ausgangsimpedanz des Filters durch diesen Abstimmschritt nicht außerhalb der erforderlichen Toleranzen verändert, so daß die gewünschte Übertragungsfunktion nicht beeinträchtigt wird. Durch diese Anordnung verbleiben nur drei zu betrachtende Steuerspannungen, nämlich:

- die einzelne Spannung, um alle Varicap-Dioden **Cv1** bis **Cv4** zu steuern;
- die einzelne Spannung, um zwei Varicap-Dioden (**Fig. 9**) oder die beiden Varicap-Dioden-Paare (**Fig. 10**) zu steuern, welche die Koppelkapazitäten für die Eingangs- und Ausgangszellen **E1** und **E4**, d. h. **Cc12** und **Cc34**, und **Cc12a–Cc12b** bzw. **Cc34a–Cc34b** bilden; sowie
- die Spannung zur Steuerung der Varicap-Diode (**Fig. 9**) oder des Varicap-Dioden-Paares (**Fig. 10**), welche die jeweilige Koppelkapazität **Cc23** bzw. **Cc23a–Cc23b** zwischen den zwei inneren Zellen **E2** und **E3** bilden.

[0094] Um eine weitere Vereinfachung zu erreichen, versuchte der Anmelder, die letztgenannte Spannung mit einer der beiden anderen zu verknüpfen.

[0095] Es zeigte sich im Gegensatz zu dem, was eine Vorabanalyse ergeben würde, daß diese Steuerspannung nicht mit einer der Varicap-Dioden verknüpft werden kann, welche die Koppelkapazitäten bilden, sondern mit der Spannung, welche die Varicap-Dioden **Cv1** bis **Cv4** des parallelen Resonanzkreises steuert. Insbesondere wurde ermittelt, daß die Spannung zur Steuerung der Varicap-Diode (**Fig. 9**) oder des Varicap-Dioden-Paares (**Fig. 10**), die jeweils die Koppelkapazitäten **Cc23** bzw. **Cc23a–Cc23b** zwischen den zwei inneren Zellen **E2** und **E3** bilden, proportional zu der einzelnen Spannung zur Steuerung der Varicap-Dioden ist, welche die Resonanzkreise bilden.

[0096] Demnach ist es lediglich notwendig, in dem Filter – oder in einem mit diesem verbundenen Filter – einen Schaltkreis vorzusehen, der ausgehend von der einen oder der anderen der zwei zueinander proportionalen Spannungen die andere Steuerspannung erzeugt.

[0097] Es ist zu bemerken, daß diese Funktion durch eine übliche Spannungsteilerbrücke, die aus zwei in Serie geschalteten Widerständen besteht, erhalten werden kann.

[0098] Die **Fig. 11** zeigt eine schematische Darstellung des in **Fig. 10** dargestellten Filters **24'**, die in Blockform alle sieben oben genannten Steuerspannungen **VCp1–VCp4** und **Vc23–Vc34** sowie die Signaleingänge und -ausgänge **FI** und **FO** zeigt.

[0099] Gemäß der vorangegangenen Analyse werden die vier Spannungen **VCp1–VCp4**, welche die Varicap-Dioden **Cv1**, **Cv2**, **Cv3** und **Cv4** steuern, welche die in Parallelschaltung verbundenen Kapazitäten bilden, gemeinsam durch einen ersten Spannungsausgang **U1** einer Spannungsversorgung **50** versorgt. Die zwei Spannungen **VCc12** und **VCc34**, welche die Varicap-Dioden steuern, die die Koppelkapazitäten **Cc12a–Cc12b** und **Cc34a–Cc34b** bilden, werden jeweils gemeinsam durch einen zweiten Spannungsausgang **U2** der Spannungsversorgung **50** versorgt.

[0100] Die Steuerspannung **VCc23** für das Varicap-Dioden-Paar, das die Mittenkapazitäten **Cc23** oder **Cc23a–Cc23b** bildet, wird von einem gemeinsamen Knoten **N** eines Spannungsteilers versorgt, der durch zwei in Reihe geschaltete Widerstände **R1** und **R2** gebildet wird. Eines der Enden des Teilers wird mit dem Spannungsausgang **U1** verbunden, während das andere Ende mit Masse verbunden ist. Die Werte der Widerstände **R1** und **R2** werden so berechnet, daß die Spannung **U3** an dem Knoten **N** der oben genannten Steuerspannung **Vc23** entspricht.

[0101] Es ist zu bemerken, daß die Ausgangsspannung **U3** gemäß der vorangegangenen Analyse proportional zur Spannung **U1** ist.

[0102] Jedoch ist es als Variante möglich, den Spannungsteiler nicht mit der **U1**-Ausgangsspannung, sondern mit der **U2**-Ausgangsspannung zu verbinden, so daß die Ausgangsspannung **U3** proportional zu der Spannung **U2** ist:

[0103] Es ist zu bemerken, daß die notwendige Spannungsquelle zur Steuerung der Mittenfrequenz des Filters nur zwei verschiedene Spannungen aufweisen muß, d. h. **U1** und **U2**, wobei die Spannung **U3** zwischen diesen liegt und direkt von der Spannung **U1** abgeleitet wird.

[0104] Die Erfindung ist dahingehend bemerkenswert, daß es zum einen durch die symmetrische Konfiguration des Filters und zum anderen durch Anpassung der internen Komponenten möglich ist, sieben getrennte Kapazitäten, die eine aktive Rolle in der Wirkungsweise spielen, mit nur zwei unabhängigen Spannungen steuern zu können.

[0105] Es ist ebenfalls zu bemerken, daß das Wirkungsprinzip des Filters **24'** auf vier kapazitätsgekoppelten Resonatorzellen basiert. Das Filter ist einem entsprechenden Modell aus vier kapazitätsgekoppelten parallelen LC-Resonatoren angenähert.

[0106] Diese Ausführung gemäß der vorliegenden Erfindung scheint optimal zur Erstellung eines Filters für das UHF-Band mit einer Bandbreite von maximal 10% zu sein.

[0107] Bandpaßfilter in klassischer Ausführung für diesen Typ von Anwendung basieren auf dem Prinzip von Tiefpaß-Bandpaßtransformationen und erreichen eine typische Leistungsfähigkeit von 30% Bandbreite in Bezug auf die Frequenz.

[0108] Es scheint, daß die Technik, die eine Filterzelle mit einem Bandpaß geringer als 10% der Mit-

tenfrequenz ermöglicht, nur durch parallele Kopplung resonanter Elemente erreicht werden kann. Im Stand der Technik gibt es keine auf Polynomen basierende Lösungen für Zellen, die absolut symmetrisch sind. Das Erzeugen eines Filters gemäß des auf Polynomen basierenden Modells nach dem Stand der Technik würde zur absoluten Notwendigkeit von sieben verschiedenen Steuerspannungen führen.

[0109] Die Eigenschaften des Filters gemäß der Ausführung von **Fig. 10** sind im folgenden als nicht beschränkendes Beispiel angegeben:

Mittenfrequenzbereich  $F_c$ : 470 MHz bis 860 MHz

Dämpfung:  $< -60$  dBc bei  $F_c -140$  MHz;

$< -60$  dBc bei  $F_c +200$  MHz

Eingangsimpedanz: 50 Ohm

Ausgangsimpedanz: 50 Ohm

Bereich der Steuerspannung  $U_1$ : 1–18 V

Bereich der Steuerspannung  $U_2$ : 1–6 V

Bereich der Steuerspannung  $U_3$ : 1–9 V

Werte der Induktivität  $l_{p1}$  oder  $l_{p4}$  am Eingang oder Ausgang: Länge der Streifenleitung = 20 mm; Breite = 2 mm

Werte der Induktivität  $l_{p2}$  oder  $l_{p3}$  der Zwischenzellen  $E_2$  und  $E_3$ : Länge = 17 mm; Breite = 2 mm

Kapazitätswert der Varicap-Dioden **Cv1–Cv4** des Resonanzkreises: 2 pF–15 pF

Kapazitätswert der Varicap-Dioden **Cc12, Cc23, Cc34** der Koppelkapazitäten: 0,5 pF–4 pF.

### Patentansprüche

1. Bandpassfilter (**24; 24'**) mit einstellbarer Mittenfrequenz für den Betrieb im UHF (ultra high frequency) Band, das eine Reihe von vier Zellen (**E1–E4**) umfaßt, die durch variable Koppelkondensatoren (**Cc12, Cc23** und **Cc34; Ccl2a–Ccl2b, Cc23a–Cc23b** und **Cc34a–Cc34b**) miteinander verbunden sind, wobei jede Zelle einen Resonanzkreis bildet, der aus einer Parallelschaltung von zumindest einer Induktivität (**lp1–lp4**) und zumindest einer elektrisch steuerbaren variablen Kapazität (**Cv1–Cv4**) besteht, wobei die Induktivitäten (**lp, lp4**) der ersten Zelle (**E1**) und der letzten Zelle (**E4**) einen anderen Wert haben, als die Induktivitäten (**lp2, lp3**) der zwischenliegenden Zellen (**E2, E3**), wobei eine erste variable Steuerspannung (**U1**) an jede der elektrisch steuerbaren variablen Kapazitäten (**Cv1–Cv4**), die die Kapazitäten in den vier Parallelresonanzschaltkreisen bilden, gemeinsam angelegt wird.

2. Das Bandpassfilter nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß jede variable Koppelkapazität (**Cc12, Cc23, Cc34**) durch ein Paar variable Kapazitätsdioden (**Cc12a–Cc12b, Cc23a–Cc23b, Cc34a–Cc34b**) gebildet ist, die Kopf an Kopf miteinander verbunden sind.

3. Das Bandpassfilter nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß es zwischen seinem Signaleingang (**FI**) und seinem

Signalausgang (**FO**) im wesentlichen symmetrisch ist.

4. Das Bandpassfilter nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß jede variable Koppelkapazität (**Cc12, Cc23, Cc34; Cc12a–Cc12b, Cc23a–Cc23b** und **Cc34a–Cc34b**) als mindestens eine elektrisch steuerbare variable Kapazität (entsprechend **Cv1, Cv2, Cv3, Cv4** und **Cc12; Ccl2a–Ccl2b, Cc23; Cc23a–Cc23b, Cc34; Cc34a–Cc34b**) ausgebildet ist.

5. Das Bandpassfilter nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß jede elektrisch steuerbare variable Kapazität durch eine zumindest spannungsgeussteuerte variable Kapazitätsdiode ausgebildet ist.

6. Das Bandpassfilter nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß es einen Eingang (**FI**) umfaßt, der mit einem Zwischenabgriff der Induktivität (**lp1**) der ersten Zelle (**E1**) der Reihe von Zellen verbunden ist und einen Ausgang (**FO**) umfaßt, der mit einem Zwischenabgriff der Induktivität (**lp4**) der letzten Zelle (**E4**) der Reihe von Zellen verbunden ist.

7. Das Bandpassfilter nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Induktivitäten (**lp1** und **lp4**) der ersten Zelle (**E1**) und der letzten Zelle (**E4**) einen Induktivitätswert aufweisen, der größer als der der Induktivitäten (**lp2, lp3**) der zwischenliegenden Zellen (**E2, E3**) ist.

8. Das Bandpassfilter nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die elektrisch variablen Kapazitäten (**Cc12, Cc23; Cc12a–Cc12b; Cc34a–Cc34b**), die jeweils die erste Zelle (**E1**) und die sich daran anschließende Zelle (**E2**) sowie die letzte Zelle (**E4**) und die sich daran anschließende Zelle verbinden, den gleichen Kapazitätswert bei der gleichen Kapazitätssteuerspannung für einen vorgegebenen Bereich von Steuerspannungen aufweisen.

9. Das Bandpassfilter nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß jede Induktivität (**lp1–lp4**) als auf einem isolierendem Träger aufgebrachte Streifenleiter ausgebildet ist.

10. Ein Bandpassfilter-Schaltkreis mit einstellbarer Mittenfrequenz für das UHF-Frequenzband, dadurch gekennzeichnet, daß es einen Filter (**24; 24'**) nach einem der Ansprüche 1 bis 9 und Spannungsversorgungsmittel zur Steuerung der Mittenfrequenz umfaßt.

11. Der Schaltkreis nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß das Spannungsversorgungsmittel die erste Spannung (**U1**), die an die kapazitätswertsteuernden Eingänge der elektrisch steuerbaren

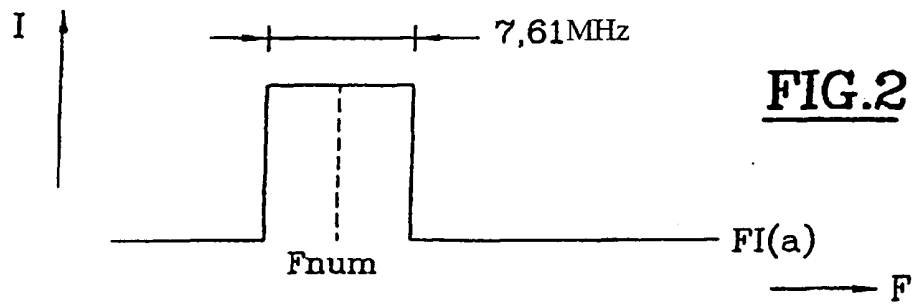
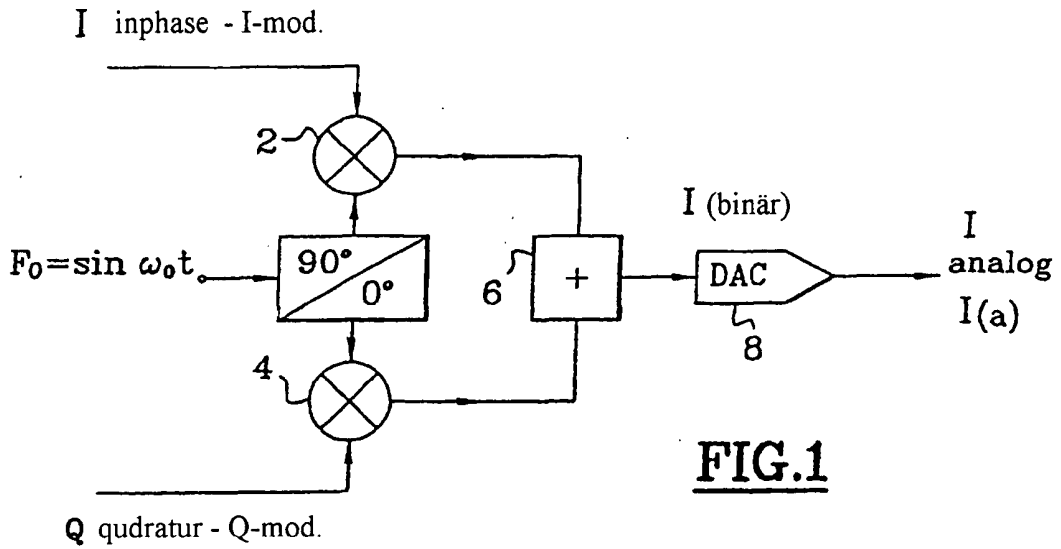


variablen Kapazitäten (**Cv1, Cv2, Cv3, Cv4**) angelegt wird, welche die Resonanzkreise der jeweiligen Zellen (**E1–E4**) bilden, eine zweite Spannung (**U2**), die an die kapazitätswertsteuernden Eingänge der Koppelkapazitäten (**Cc12, Cc34; Cc12a–Cc12b; Cc34–Cc34b**) angelegt wird, welche jeweils die erste Zelle (**E1**) und die sich daran anschließende Zelle (**E2**) sowie die letzte Zelle (**E4**) mit deren angrenzenden Zelle verbinden, und eine dritte Spannung (**U3**), die an den kapazitätswertsteuernden Eingang der zwischenliegenden Koppelkondensatoren (**Cc23; Cc23a–Cc23b**) angelegt wird, erzeugt.

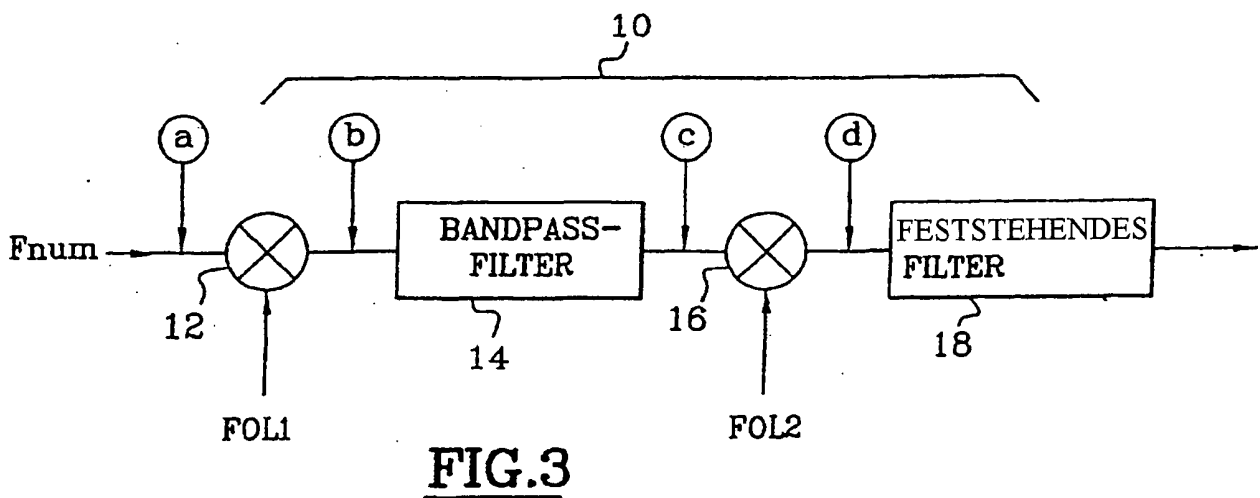
12. Der Schaltkreis nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die dritte Spannung (**U3**) proportional zur ersten Spannung (**U1**) ist.

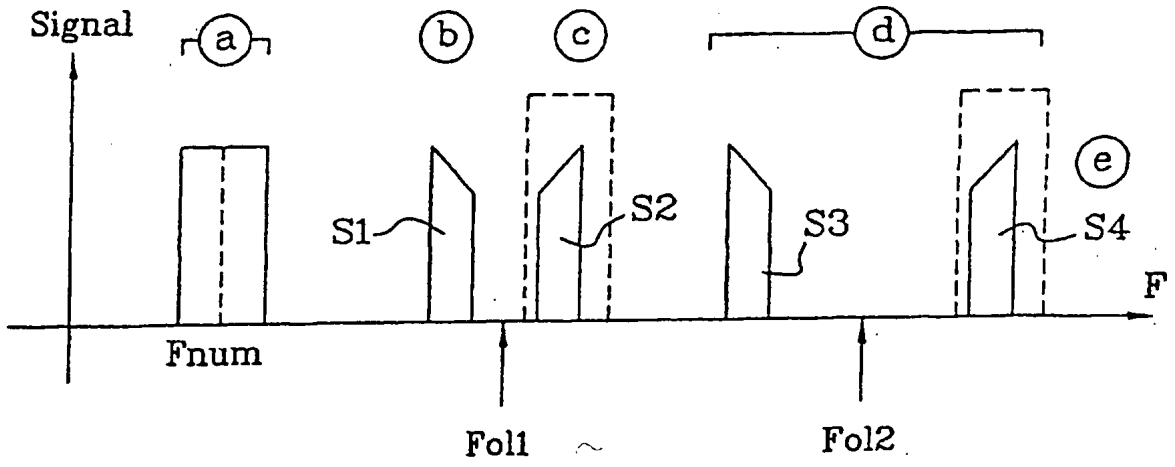
Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

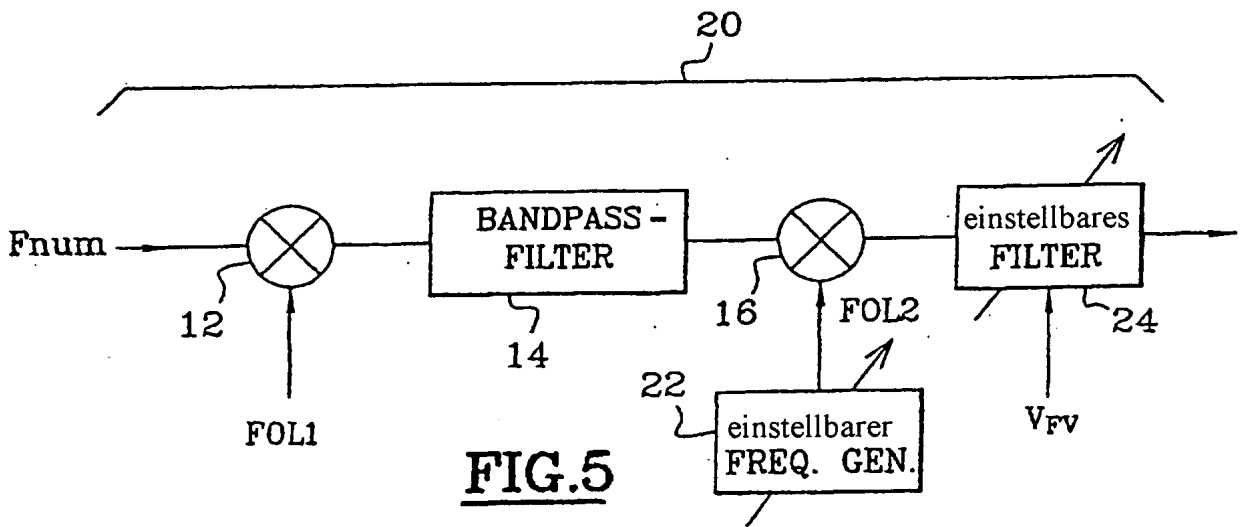


STAND DER TECHNIK

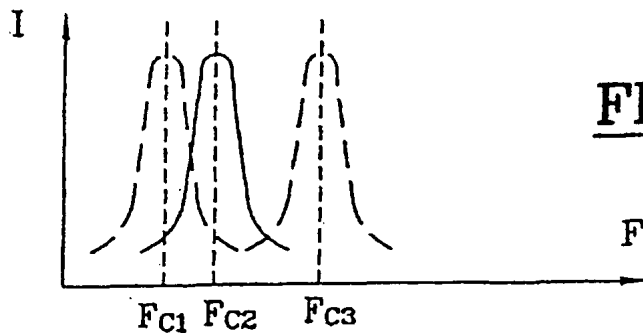




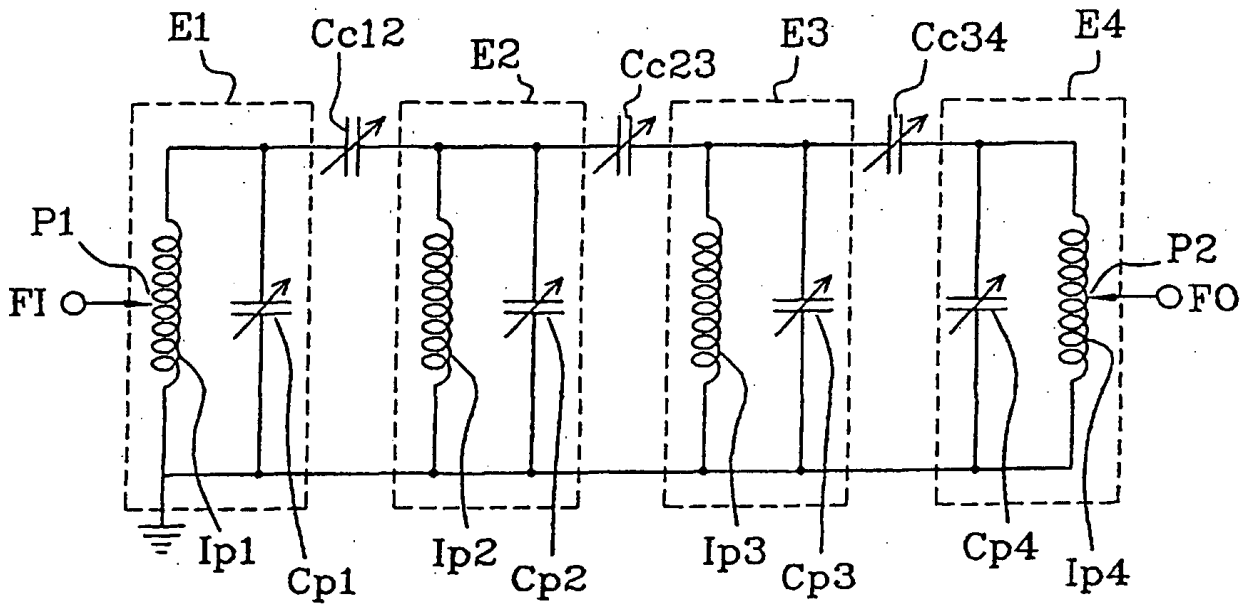
**FIG. 4**



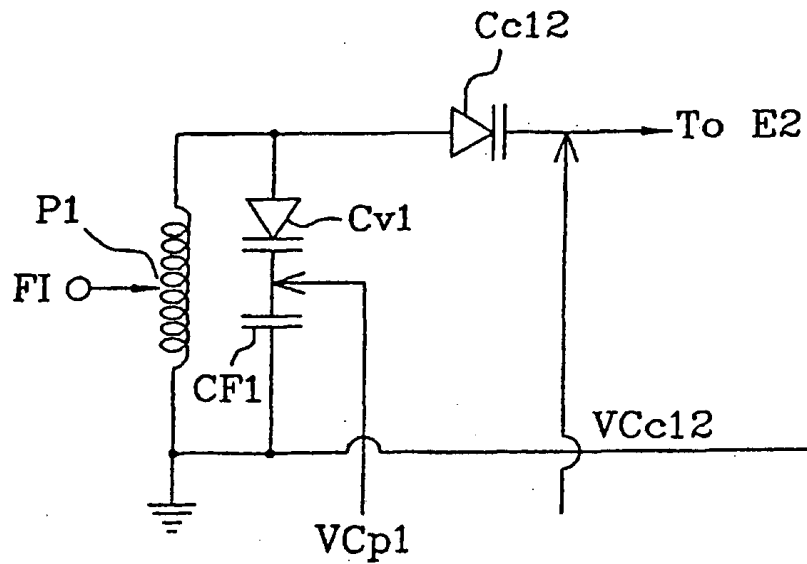
**FIG. 5**



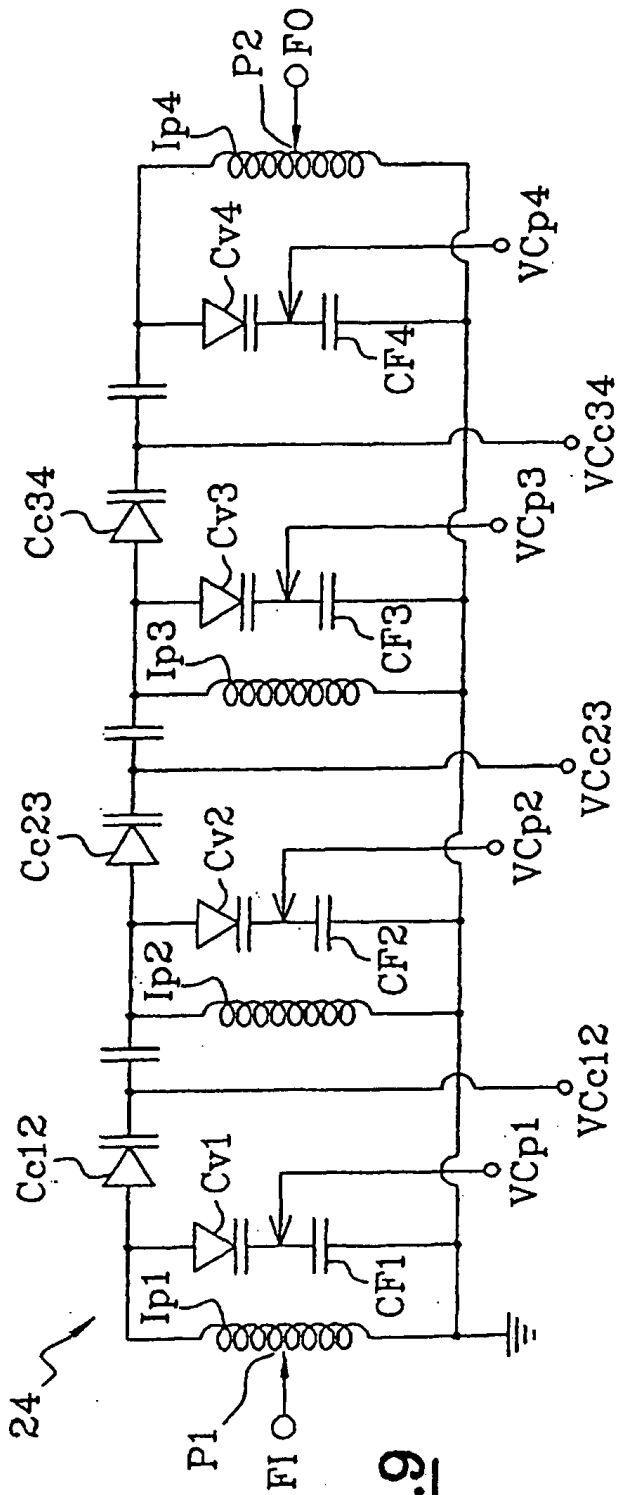
**FIG. 6**



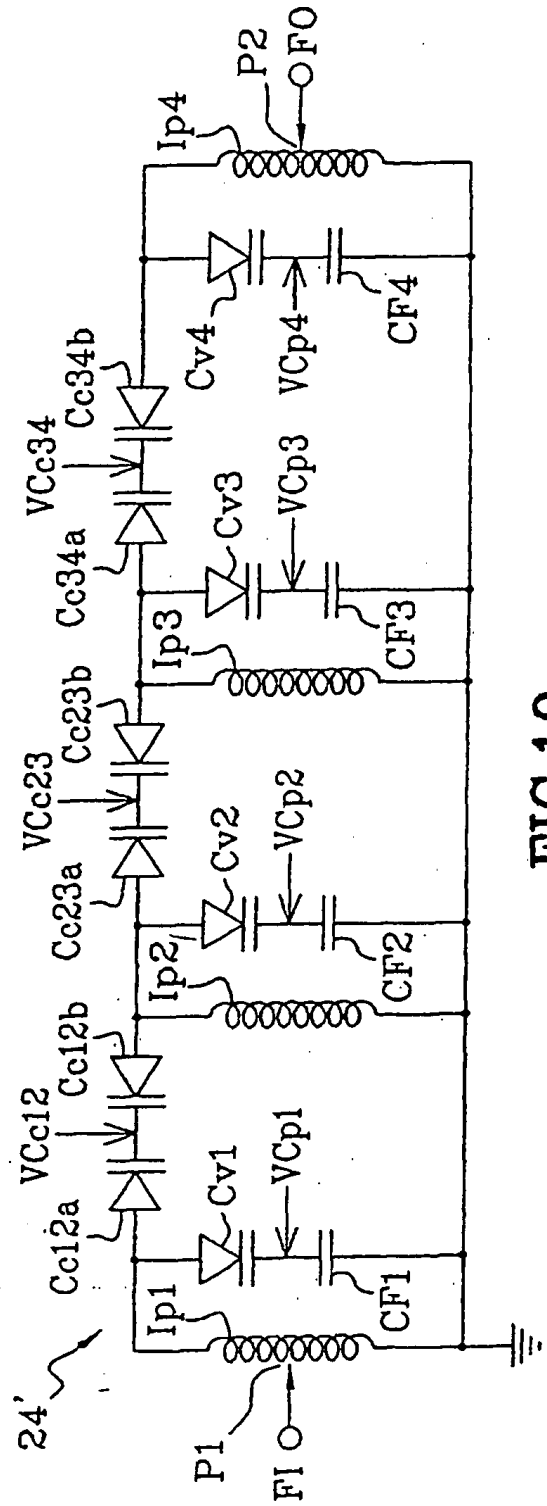
**FIG. 7**



**FIG. 8**



**FIG. 9**



**FIG. 10**

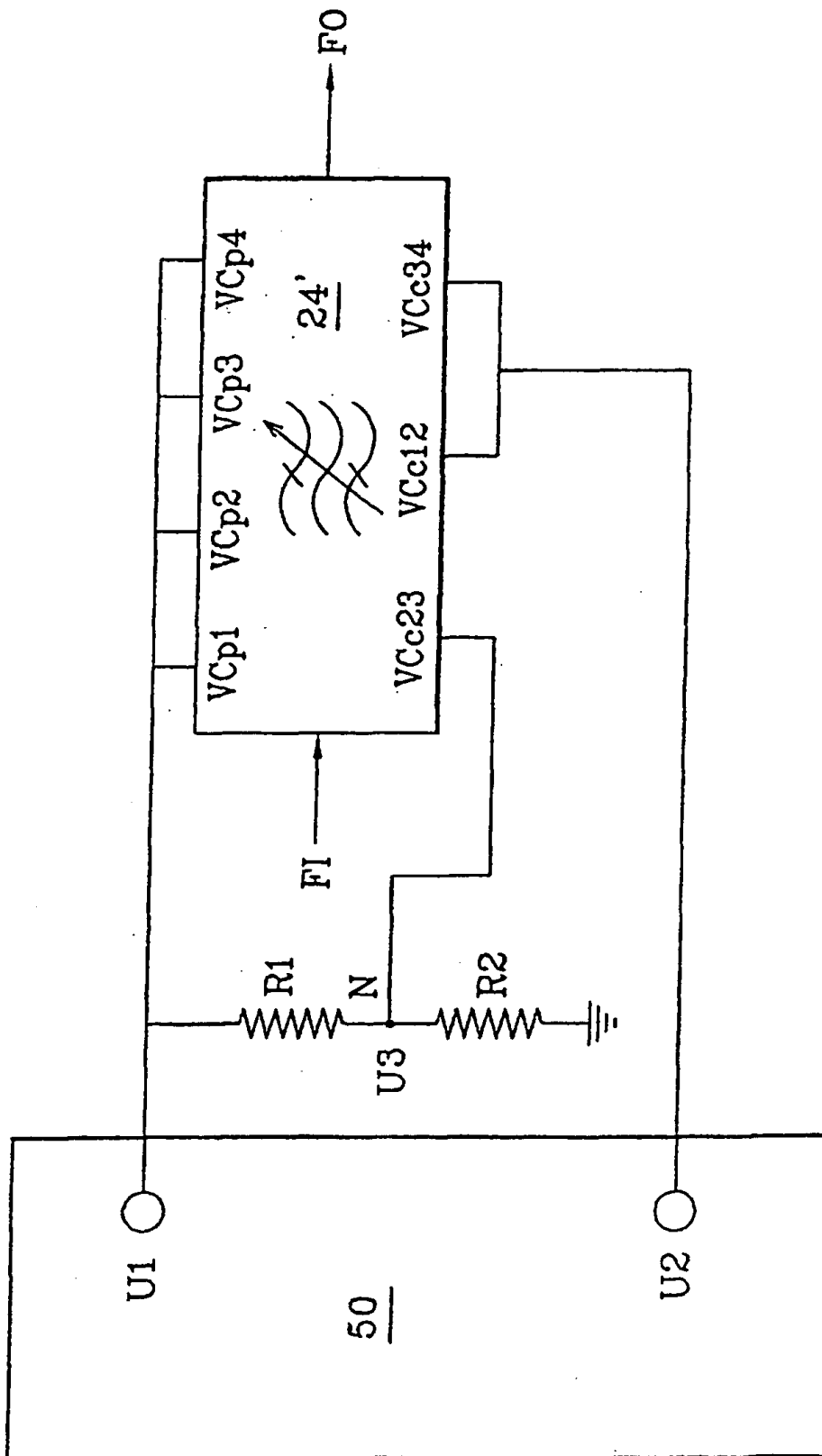


FIG.11