(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3645263号
(P3645263)
(45)発行日　平成17年5月11日(2005.5.11)　(24)登録日　平成17年2月10日(2005.2.10)

(51)Int.Cl.[7]	F I	
H04Q 3/42	H04Q 3/42	104
H03H 11/40	H03H 11/40	
H04B 3/20	H04B 3/20	

請求項の数 6　(全 9 頁)

(21)出願番号	特願平7-520449
(86)(22)出願日	平成7年2月1日(1995.2.1)
(65)公表番号	特表平9-509798
(43)公表日	平成9年9月30日(1997.9.30)
(86)国際出願番号	PCT/GB1995/000202
(87)国際公開番号	WO1995/021488
(87)国際公開日	平成7年8月10日(1995.8.10)
審査請求日	平成14年1月31日(2002.1.31)
(31)優先権主張番号	94300735.1
(32)優先日	平成6年2月1日(1994.2.1)
(33)優先権主張国	英国(GB)

(73)特許権者
ブリティッシュ・テレコミュニケーションズ・パブリック・リミテッド・カンパニー
イギリス国、イーシー１エー・７エージェイ、ロンドン、ニューゲート・ストリート　８１
(74)代理人
弁理士　鈴江　武彦
(74)代理人
弁理士　村松　貞男
(74)代理人
弁理士　坪井　淳
(74)代理人
弁理士　橋本　良郎

最終頁に続く

(54)【発明の名称】フィルタ作用

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

周波数依存の特性インピーダンスを有する伝送線路に接続されたラインポートと、
上の方の周波数帯域で信号を送信するか受信するかあるいは送受信をするための手段と該ラインポートとの間に接続されたハイパスフィルタと、
下の方の周波数帯域で通信をするための電話装置と該ラインポートとの間に接続されたローパスフィルタ装置とで成り、
該ローパスフィルタ装置は受動フィルタと、該フィルタと該伝送線路とにそれぞれ接続された２つのポートを有するインピーダンス変換装置で成り、
該インピーダンス変換装置は、直流と所定の振幅を超える成分とを実質的に通過させるようにする該ポート間の導体経路と、該導体経路からの信号を受信しかつ該導体経路に向けて受信した信号の周波数依存関数を出力するように接続された増幅器とから成る電気通信ステーション。

【請求項２】

前記インピーダンス変換装置は伝達関数を有し、該伝達関数はフィルタの特性インピーダンスが伝送ラインの特性インピーダンスに整合するようにされていることを特徴とする請求項１記載の電気通信ステーション。

【請求項３】

フィルタと電話機との間に第２の同種のインピーダンス変換装置を備えた請求項１又は２記載の電気通信ステーション。

【請求項４】
前記増幅器は、第１のポートで電圧を受けかつこの電圧の周波数依存関数を供給するために変成器の一次巻線に接続され、また該変成器の二次巻線はポート間の導体経路に接続されて、第２のポートでの電圧が第１のポートでの電圧の所定の関数でありかつ第１のポートの電流と第２のポートの電流が等しくなるようにされている請求項１ないし３のいずれか１項に記載の電気通信ステーション。
【請求項５】
変成器の一次巻線がポート間の導体経路に接続されてそこでの電流を検出するようにされ、また増幅器は変成器の出力を受けかつ検出した電流の周波数依存関数として電流をポートの１つから引き出すかあるいはポートの１つへ供給するかして、第２のポートでの電流が第１のポートでの電流の所定の関数でありかつ第１のポートの電圧と第２のポートの電圧とが等しくなるように接続されている請求項１ないし３のいずれか１項に記載の電気通信ステーション。
【請求項６】
周波数依存のインピーダンスを有する信号源又は負荷に接続されるフィルタであって、受動フィルタと、１つは該フィルタに接続され他は該信号源又は負荷に接続するための２つのポートを有するインピーダンス変換装置とで成り、
該インピーダンス変換装置は、直流と所定の振幅を超える成分とを実質的に通過させるようにする該ポート間の導体経路と、
該導体経路からの信号を受信しかつ導体経路に向けて該受信した信号の周波数依存関数を出力するように接続された増幅器とから成り、
前記インピーダンス変換装置は伝達関数を有し、該伝達関数はフィルタの特性インピーダンスが伝送ラインの特性インピーダンスに整合するようにされていることを特徴とするフィルタ。
【発明の詳細な説明】
この発明は電話ラインで使用するためのフィルタ作用をもつ装置に関する。この種のフィルタ作用が必要とされる状態は非対称ディジタル加入者ライン（ADSL）技術がある。これは広帯域のディジタルサービスを一般には1.5ないし6Mbit/sのレートでローカルループライン上で行うものであり、この高伝送レートは一方向だけ（交換側から顧客側へ）用意される。
この提案のもつ魅力を維持するためには、ADSLを通常の電話サービス（POTS）の上に多重化することが重要である。この多重化は周波数分野によって達成され、クロスオーバフィルタが使用され、ADSL/POTS分離フィルタとして知られるところとなってきている。同様のフィルタがラインのローカル交換と顧客との両端で必要とされる。原理的には同一のフィルタを使うことができるが、交換端での要件は幾分か緩和されているので、最適設計ではわずかに違ったフィルタを使用する。ここの記述は顧客端フィルタに集中することとし、これは一番やり甲斐のある要件を備えていて、しかも両方のフィルタで遭遇する同じ課題を備えている。
電話伝送システムの２つの特別な特徴について注意をしておく必要がある。その１は、大量の過渡現象が発生することであり、スイッチング、ループ切離しダイヤリング、リングケイデンス及びリングトリップと呼ばれているいろいろな動作が過渡現象の原因となっている。これらの確率で一番悪いのがリングトリップで、この過渡現象は100V台のピーク電圧を生じさせる。その２はインピーダンス平衡の問題である。
連合王国（UK）では（世界の多くの部分と共通して）非抵抗性の周波数依存のインピーダンスを採用している。既存の電話アクセス網インフラストラクチャは銅電線のより線対でポリエチレン絶縁を採用しているものを大幅に用いており、それがローカル交換機から顧客の施設にまで延在している。この種の伝送線路の特性インピーダンスは

$$Z_0 = \sqrt{(R + j\omega L)} / \sqrt{(G + j\omega C)}$$

で与えられ、ここでR,L,G,Cはそれぞれ単位長さ当りの直列抵抗、インダクタンス、並列コンダクタンス、及びキャパシタンスで、ωは角周波数、$j^2 = -1$である。

ポリエチレンは非常に優れた絶縁体であるから、Ｇはゼロとしてよく、Ｌ（一般には約600mH/km）は、最高4kHzの電話周波数ではこれもまた無視できるから、Z_0は次のように近似できる。

$$Z_0 = \sqrt{(R / j\omega C)} = (1-j)\sqrt{(R/\omega C)}$$

ＲとＣの典型的な値は170Ω/kmと50nF/kmであるから1kHzではZ_0はほぼ520－j520オームとなる。

アクセス網では電話伝送は２線、双方向であり、２方向に進行する信号の分離は電話機内と交換局でブリッジによって行われるようにしている。この状態は図１に図で示している。電話機１では、マイクロホン２が増幅器３とインピーダンス４（Z_0オーム）を経由してバルーン変成器５に接続され、したがってより線対伝送線路６に接続されている。インピーダンス４とラインインピーダンスはブリッジの１アームを形成し、他のアームは別のインピーダンス7,8でそれぞれZ_c,Z_{so}のもので形成されている。差動増幅器９はブリッジ回路をまたいで接続され、イヤピース10に供給している。同様に、交換機では、ブリッジがインピーダンス14,17,18バルーン15及び増幅器13,19で成り、入力インピーダンスはZ_t及びブリッジの下側のインピーダンスはZ_bである。

ライン６が電話機１に対してインピーダンスZ_{so}を示さなければ成らないことは明らかで、それによって電話機内のブリッジがバランスし、使用者が自分の声（サイドトーン）を聞かないようにしている。短絡線ではZ_tがバランスを取るためにZ_{so}に等しいことが必要とされ、同様にZ_cとZ_{so}は交換機でのバランスのために等しくする必要がある。

もっと長いラインでは、ラインにより現れるインピーダンスは$Z_t - Z_c = Z_0$のときのみ不変であるから、ライン長とは独立して２つのブリッジをバランスさせ、理想的には$Z_c = Z_{so} = Z_t - Z_b - Z_0$である。

いろいろな理由で（歴史的先行例、各種対型式の妥協、抵抗性基準インピーダンスの便宜など）この種の網の組立て方でオペレータが終端するということは殆どない。ときにはZ_cとZ_tとは抵抗性（600,900あるいは1200オーム）で、Z_bとZ_{so}が妥協で選ばれることもある。連合王国では、４つのインピーダンスはすべて異なり、周波数依存性があり、単純なRC回路網でよく近似されるものとしている。これら４つのインピーダンスとよく条件のあったもので、ADSL/POTS分離フィルタ設計の基礎として使用することができるものを図２に示し、ここではそれをZ_mと呼ぶ。

この発明は電気通信ステーションを提供するもので、その構成は次による。

周波数依存特性インピーダンスを有する伝送経路に接続されたラインポート、上の方の周波数帯域で信号を送信するか受信するかあるいは送受信をするための手段と該ラインポートとの間に接続されたハイパスフィルタと、

下の方の周波数帯域で通信をするための電話装置と該ラインポートとの間に接続されたローパスフィルタ装置と、で成り、

該ローパスフィルタ装置は受動フィルタとインピーダンス変換装置で２つのポートを有し、そのポートがそれぞれ該受動フィルタと伝送フィルタとに接続されていて、

各インピーダンス変換装置は直流と所定振幅を超える成分に対して実質的に通過させるようにする該ポート間の導体経路と、

該導体経路からの信号を受け、かつ導体経路に向けて受信した信号の周波数依存関数を送出するように接続された増幅器とで成る。

この発明の他の特徴は、周波数依存性インピーダンスを有する負荷もしくは信号源に接続されるフィルタを提供することであり、フィルタの構成は受動フィルタとインピーダンス変換装置であって２つのポートをもつものとで成り、２つのポートの１つはフィルタに接続され、他は信号源又は負荷に接続されており、またインピーダンス変換装置は直流と所定の振幅を超える成分に対して実質的に通過させるようにする該ポート間の導体経路と、該導体経路からの信号を受け、かつ該導体経路に向けて受信した信号の周波数依存関数を送出するように接続された増幅器とで成る。この発明の別な特徴は、インピーダンス変換器であって、第１及び第２のポートと、第１のポートで電圧を受けるための増幅器と、ポート間で増幅器の出力に接続されていて第２のポートの電圧が第１のポートでの電圧の所

定の関数であり、かつ２つのポートで電流が同じとなるようにする変成器を提供する点にある。
さらにこの発明の別な特徴は、インピーダンス変換器であって、第１及び第２のポート、ポート間に接続された電流変成器、該変成器から電流を受けかつ電流のポートの１つに受けた電流の関数として引き出しまたは供給する増幅器とを有して、第２のポートの電流が第１のポートでの電流の所定の関数であり、かつ２つのポートで電圧が同じとなるようにするインピーダンス変換器にある。
この発明のいくつかの実施例が添付の図面の例により記述される。
図３はこの発明を実施した電気通信ステーションの模式図である。
図４はこの発明により想到されるフィルタ装置の一形態を示す回路図である。
図５は図６の設計の基礎となるフィルタの原型の回路図である。
図６は電気通信ステーションの第２の実施例の回路図である。
図７は図４に示した電圧GICに代る電流GICの回路図である。
図３は顧客施設の分離フィルタの基本構造を示す。より線対ライン100は図示していないローカル交換機からのもので、ライン端子点101に接続される。２つのフィルタがこの点に並列に接続されている。すなわち、ローパスフィルタ102は電話ポート103を介して通常の電話機104に接続され、またハイパスフィルタ105はADSLポート106にしたがってADSL装置107に接続されている。
２つのフィルタは重なり合わない通過帯域を有しているから、電話機104からADSL装置107へ向かう経路上では電話機からの過渡的なエネルギーが直流から1MHzの領域に至るすべての周波数で減衰する。理想的には各フィルタはその通過帯域でほぼ無損失であり、阻止帯域では高度の阻止力（一般には100dB以上）をもつ。フィルタは並列に接続されているから、フィルタは阻止帯域で高インピーダンス（オープン回路）をもつ必要がある（代わりの構成として直列接続があるが、このときは阻止帯域で低インピーダンスが必要とされる）。
ローパスフィルタは直流から約4kHzまでの通過帯域を必要とし、２つの特別な要件の組を備えている。第１に、リンギング及びライン電力でライン100から電話機104に向かうものに対して通過させなければならない。前述のように、高電圧過渡現象を難なく処理できなければならない（また、通常のライン系統の動作に衝撃を与えてはならず、したがってリークとキャパシタンスとがともに小さいことを求められる）。第２に、フィルタのインピーダンス特性は（修正していない）電話機と交換機のブリッジバランスに影響を与えてはならない。理想的には特性インピーダンスがライン100のそれと同じ、すなわちZ_mであることを意味する。
フィルタの特性インピーダンスはフィルタに対する負荷インピーダンスの値で、フィルタ入力を見たインピーダンスの周波数依存性を最小とするものを言う。リップルのない（すなわち無損失の）フィルタに対してはフィルタ入力を見たインピーダンスが負荷インピーダンスと同じとなるように特性インピーダンスを定義するのと同じである（伝送経路についてと同じ）。
上記２つの要件は互いに競合している；第１の要件は能動フィルタを用いて合致させるのは難しい要件である。なぜならば、直流を通すという問題とリンギング電流や電力供給といった大きな電圧の存在とがあるからである。これらの信号をオペアンプ回路を用いて処理することは大きな電圧が含まれているので好ましくない。また、対の電線間と各線と接地との間で誘電体絶縁を維持する必要があり、安全性とラインの欠陥を報告するために絶縁維持が求められる。また、回路の直線性を維持する必要があり、歪み、とくにADSL信号の歪みはシステム性能上の重大な妥協を求めることになる。
第２の要件は受動フィルタでかなえることはできない。現実には抵抗性特性インピーダンスがあり、伝送経路100の特性インピーダンスは、導入部で述べたように、強く周波数に依存している。
図４はこの発明で提案されるフィルタ装置の一例を示す。その構成は受動フィルタ200で成り、図では簡単なπ（パイ）型フィルタでインダクタ201とキャパした202,203とで構成

されているものを示してあるが、前に述べたような阻止レベルを得るためには、（後に述べるように）高次のフィルタが必要となる。受動フィルタは大きな信号に対しては所望の性能を提供するが、インピーダンス要件に適合しない。しかし、フィルタ200の入力と出力との両方が一般化したイミタンス変換器（GIC）300,400のバック・トゥ・バック対の内部に接続されている（ここで“入力”と“出力”とは便宜上使用するが、無論フィルタ装置は双方向に信号を通している）。

GICは２ポート装置であり、フィルタとそれに接続される外部回路との間のインピーダンス変換を実行し、変成器のように振舞うが、インピーダンスに実際の因子を乗算する代りに、所望の伝達関数ｈ（ｓ）でインピーダンスを変える。

GICの設計にはいろいろ違うものがいくつもある；とくに電圧GICは２ポート間の電圧を変えながら電流を変えないし、電流GICは逆のことをする。GIC300（図４で使われているもの）は通常のものとは違った構造の電圧GICであり、そこでは高利得反転増幅器301が、直流阻止用キャパシタ302と抵抗器（値Ｒ）303とを介して右側ポートで電圧を受ける。この増幅器にはインピーダンスＲ（ｈ（ｓ）－１）の負帰還経路があり、その出力は変成器304を介して左側と右側のポート間に接続されている。

GIC300の左側ポートを見たインピーダンスはｈ（ｓ）にフィルタ200の左側を見たインピーダンスを乗じたものである。したがって、もし例えばフィルタ200が特性インピーダンスZ_0＝320オームをもち、基準インピーダンスZ_mに整合するものであるときは、ｈ（ｓ）はZ_m＝320h（ｓ）でなければならず、したがってｈ（ｓ）－１＝（Z_m－320）/320である。

図２を参照して、Z_m－320はちょうど並列RC回路であり、したがって図４の帰還インピーダンスもまた抵抗305とキャパシタ306となっている。GIC400はGIC300と同一である。このことは常に本質的事項とはならない；実際に電話機が伝送線路とよく整合がとれていないときは別なGICをわざわざ用意して改善を加え、GIC300が電話機とフィルタとの間でよい整合がとれるようにし、またGIC400がフィルタと伝送線路との間でよい整合がとれるようにする。

GICのこの特別構造で変成器304と阻止用キャパシタ302とを備えたものは、直流成分は影響を受けず；とくにライン電力とリンギング電流とは妨害なく通過できる。大きな過渡現象が通過するが、単に増幅器を飽和させるだけである（増幅器の入力、出力は必要であればクランプ用ダイオードを備えることができる）。

別な構成では、電流GICが電流変成器を採用してライン電流を検知し、また増幅器（所望の伝達関数をもつものとする）は電流出力（すなわち高インピーダンス）を有してラインとの間で対応する電流をドライブするようにしている。

明瞭にするために、図４のフィルタ装置は接地基準としているが、平衡形フィルタもすぐに構築でき、後述するところである。しかし、まず不平衡の７次受動フィルタを図５に示す。伝送ゼロの２対だけを有する修正された楕円フィルタである。インダクタL4,L5（キャパシタC5,C7と一緒）,L8、及び並列キャパシタC4,C6,C8,及びC11を有する。インダクタL8には並列のキャパシタがなく、ローパスフィルタ阻止帯域内にハイパスフィルタのローディングを生じないようにしていることに注意されたい。

図６は実用上の平衡形の実施例である。ライン100とラインポート101とがここでも示されており、電話機ポート103、ハイパスフィルタ105及びADSLポート106も同じである。まず、共通モードフィルタ用チョークT2と関連する抵抗器R1A,R1Bが電話機ポート103とローパスフィルタ102との間にあり、また第２の共通モードフィルタ用チョークT6で抵抗器R3A,R3Bを備えたものがフィルタ作用では何の役目もしていないことに注意されたい（これらの巻線の位相はローパスフィルタ102内部の残りの変成器のものとは違うことに留意）。

図５のキャパシタC4,C6,及びC8はセンターシップの直列対C4A,C4Bなどによって置き換えられ；同様にC5とC7とは対C5A,C5B,C7A,C7Bにより置き換えられている。インダクタL4,L5の機能は平衡形装置では変成器により実行される。

前と同様に、２つの一般化されたイミタンス変換器があり、第１のものは300′で直流阻止用キャパシタC2A,C2Bを介して、C4A,C4Bから平衡した信号を受ける。１つの信号は抵抗

器R5A,R6を備えた増幅器IC1により反転され、２つの信号はR5B,R7を介して第２の増幅器IC2の入力で加算されている。この増幅器のｈ（ｓ）－１負帰還経路はC3,R8,及びR9により作られている。変成器304は変成器T3により表されており、T3には図示のような位相の３巻線がある。GIC400′はGIC300′と同一である。

インダクタL8は２つの変成器T8とT9とで表されており、前者は並列抵抗器R4A,R4BとGICの外部に備えている。これによりGIC間では抵抗のない単一の変成器となり得るが、GIC自身で受ける高周波ADSL信号の量を低減するために外部に置くようにされる。T8,T9,R4A及びR4Bは必要とされるインダクタンスを適切に変換したものを表している。キャパシタンスC11はキャパシタC11A,C11Bを直列にしたもので置き換えられている（ハイパスフィルタの変成器T10は電話周波数での短絡回路を表している）。このキャパシタもGICの外にある。適切にC11も変換され得るが、これをしないのは２つの理由による。C11はハイパスフィルタの部品であるから、別の効果を生じないで変換することはできないし、主たる問題はキャパシタの直接変換は周波数依存性質負抵抗器（FDNR）を必要とすることで、別な能動素子なしにこれを作り出すことは非現実的であることによる。これはまたADSL信号にさらされるわけであるし、直線性と雑音問題を生じさせることにもなるから、しないこととする。

抵抗器R2A,R2B（図５の原型フィルタの部品ではないが）はT4とC5の並列共振を制動するために含まれている。この制動は能動フィルタの阻止帯域内での安定性を確実とし、回路の短絡、開放を含めフィルタが逆に終端されたときに役立つ。

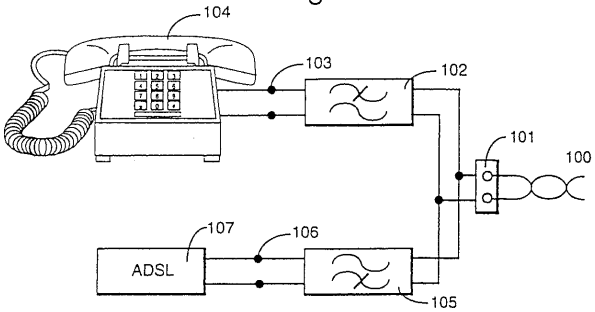
帯域内損失の他の原因は巻線部品の抵抗と、キャパシタC11の正しい変換をも損なうことになる。

ハイパスフィルタ105はキャパシタC11A,C11Bを共用し、またバルーン変成器T10を有しており、変成器T10はハイパスフィルタの第１の並列インダクタを形成し、ハイパスフィルタにはさらに別の直列キャパシタC12,C13と並列インダクタL10.L20が含まれている。

図７は電流GICを示す。ここでは右側ポートの電流i1が電流変成器501で検知される。これが電流（ｈ（ｓ）－１）に増幅器502による倍率倍されたものに変換される。増幅器502には帰還抵抗器（抵抗値Ｒ）503と複雑な負荷インピーダンス（インピーダンスR/（ｈ（ｓ）－１））504とが備わっている。結果として得られる電流i_1｛ｈ（ｓ）－１｝は左側のポートに接続される。接続は増幅器502の電力レールを直流阻止用キャパシタ505内の電力レールと接続した左側ポートの全電流がi_1・ｈ（ｓ）となるようにする。増幅器の電力レールにはチョーク506を介して電力が供給されている。

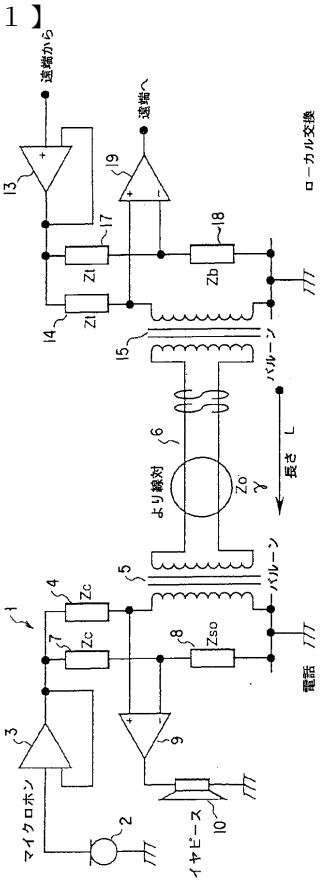
【図３】

Fig.3.



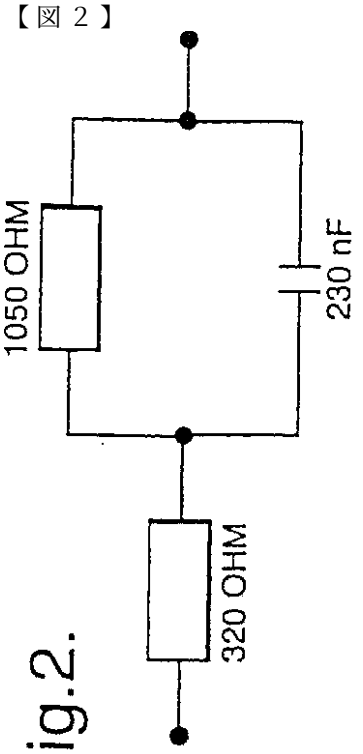
【図１】

Fig.1.



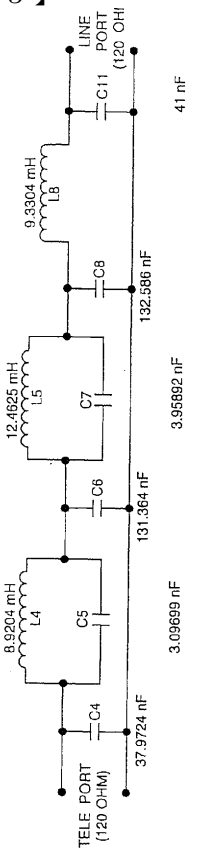
【図２】

Fig.2.



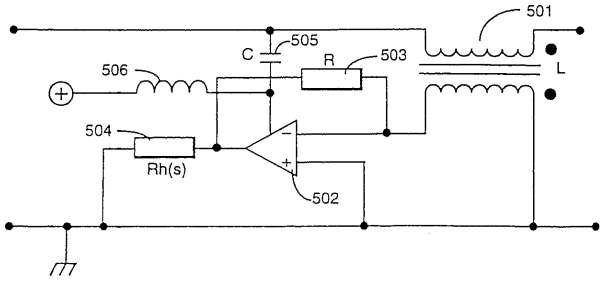
【図５】

Fig.5.



【図７】

Fig.7.



【図４】

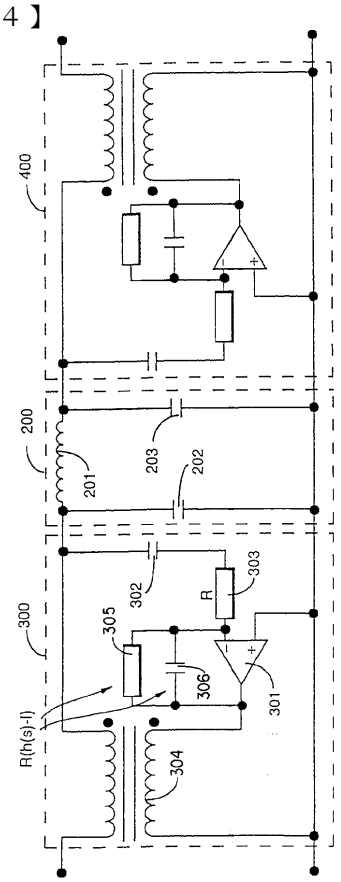


Fig.4.

【図６】

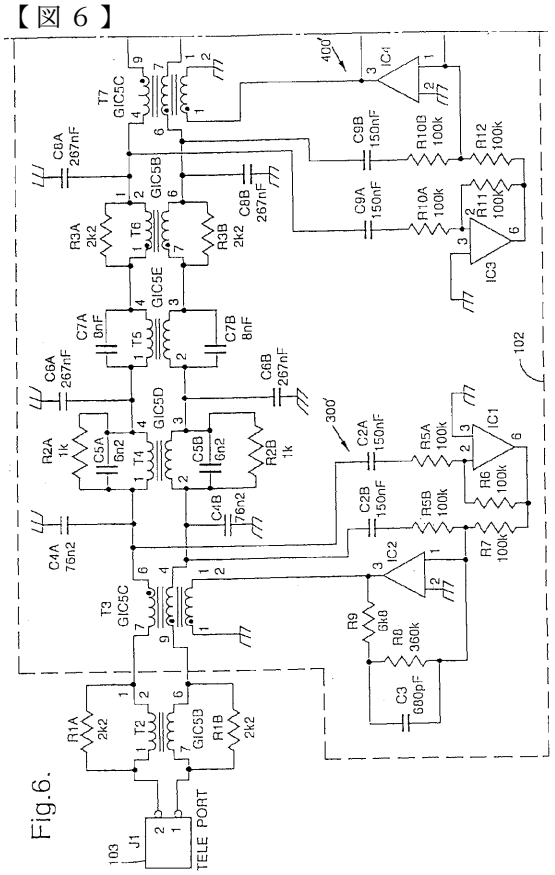


Fig.6.

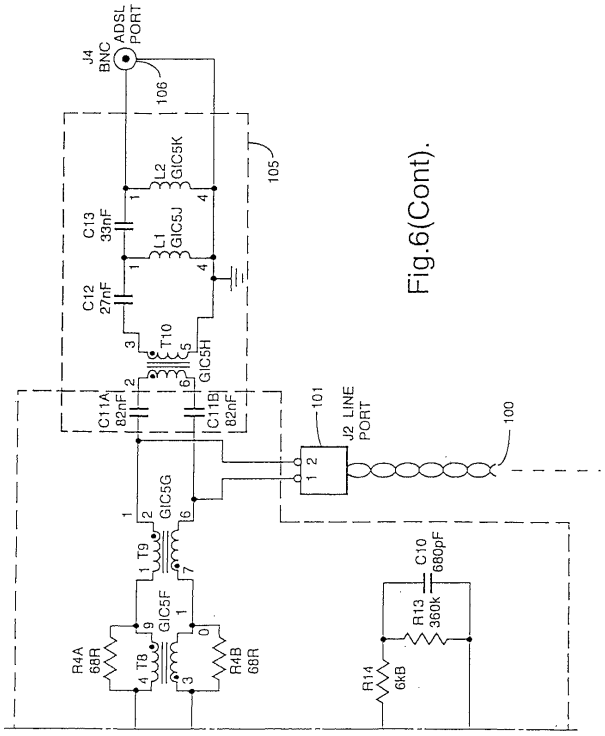


Fig.6(Cont).

フロントページの続き

(74)代理人
弁理士 白根 俊郎
(72)発明者 クック、ジョン・ウオルジー
イギリス国、アイピー３・８エスゼット、サフォーク、イプスウイッチ、フェリックストー・ロード ６２５

審査官 松元 伸次

(56)参考文献 特開平０６－２６７６９９（ＪＰ，Ａ）
特開平０６－２７６６８３（ＪＰ，Ａ）
特開平０７－３０３０２０（ＪＰ，Ａ）
特開昭６２－０２３３２６（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H04Q 1/54 - 1/56
H04Q 3/42
H04Q 3/70 - 3/74