

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4792308号
(P4792308)

(45) 発行日 平成23年10月12日 (2011.10.12)

(24) 登録日 平成23年7月29日 (2011.7.29)

(51) Int.Cl.		F I
H03F 1/52 (2006.01)		H03F 1/52
H03F 3/217 (2006.01)		H03F 3/217

請求項の数 2 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2006-78728 (P2006-78728)	(73) 特許権者	000223182
(22) 出願日	平成18年3月22日 (2006.3.22)		ティーオーエー株式会社
(65) 公開番号	特開2007-258903 (P2007-258903A)		兵庫県神戸市中央区港島中町7丁目2番1号
(43) 公開日	平成19年10月4日 (2007.10.4)	(74) 代理人	100090310
審査請求日	平成19年12月3日 (2007.12.3)		弁理士 木村 正俊
		(72) 発明者	川口 耕司
			兵庫県神戸市中央区港島中町7丁目2番1号 ティーオーエー株式会社内
		審査官	儀同 孝信

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタルアンプの保護装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ハイインピーダンス型の複数のスピーカを備え、接続されるスピーカの数が増減するデジタルアンプにおいて、

このデジタルアンプの出力側と前記スピーカとの間に設けられた、コンデンサとインダクタとからなるLCローパス出力フィルタと、

このLCローパス出力フィルタの出力電圧が供給され、前記LCローパス出力フィルタの共振周波数よりも幾分低い周波数で、ゲインが正となり、前記共振周波数よりも高い周波数でも正のゲインを有する検出フィルタと、

この検出フィルタの出力信号が供給され、前記検出フィルタが正のゲインを有しているとき動作して前記デジタルアンプを保護する保護回路とを、
具備するデジタルアンプの保護装置。

【請求項2】

請求項1記載のデジタルアンプの保護装置において、前記ローパス出力フィルタの出力に対して並列に接続された分圧回路によって前記ローパス出力フィルタの出力電圧が分圧されて、この分圧された電圧が前記検出フィルタに供給されているデジタルアンプの保護装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

10

20

本発明は、デジタルアンプに共振電流が流れていることを検出する検出装置を用いたデジタルアンプの保護装置に関する。

【背景技術】

【0002】

電子機器、例えばデジタルアンプでは、その出力をＬＣローパスフィルタを介してスピーカに供給している。ＬＣローパスフィルタは共振周波数を持つが、デジタルアンプからの出力信号に共振周波数成分に近い周波数成分が含まれていると、ＬＣローパスフィルタには過大な共振電流が流れる。負荷に流れる過電流を検出するための技術として、特許文献１の段落番号０００５には、スピーカ等を接続する出力信号経路、或いは電源供給経路に抵抗器を挿入し、この抵抗器に流れる電流を抵抗器の両端に発生する電圧として検出し、この検出電圧が一定レベルを超えたとき、電源を遮断する技術が開示されている。

10

【0003】

【特許文献１】特開２００５－２０３９６８号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

特許文献１の技術の変形例として、ＬＣローパスフィルタに直列に抵抗器を接続して、その電圧を検出し、その検出電圧が一定レベルを超えたときに、電源を遮断することが考えられる。しかし、ＬＣローパスフィルタは、不要な高周波成分が出力されることを防止するために、ＬＣローパスフィルタのコンデンサで交流的に接地されているが、電流検出用に抵抗器をコンデンサと直列に挿入すると、ＬＣローパスフィルタの高周波特性が悪化し、不要なノイズを放射したり、発熱したりすることがある。また、検出用の抵抗器に代えて、ホール素子や電流検出用トランスを使用することも考えられるが、コストが高くなる。このような共振電流の検出は、デジタルアンプに限らず、コンデンサやインダクタが使用され、これらが共振回路を構成する可能性がある電気機器であって、その共振回路の共振周波数の高調波成分が発生する可能性がある機器、例えばインバータのようなスイッチング電源や、ＬＣを用いた高電力無線機器等でも必要となる。

20

【0005】

本発明は、フィルタ回路に過大な共振電流が流れたことを、フィルタ回路の特性に影響を与えることなく検出することができる共振電流検出装置を用いたデジタルアンプの保護装置を提供することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明の一態様のデジタルアンプの保護装置は、ハイインピーダンス型の複数のスピーカを備え、接続されるスピーカの数が増えるデジタルアンプにおいて、このデジタルアンプの出力側と前記スピーカとの間に設けられた、コンデンサとインダクタとからなるＬＣローパス出力フィルタと、このＬＣローパス出力フィルタの出力電圧が供給され、前記ＬＣローパス出力フィルタの共振周波数よりも幾分低い周波数で、ゲインが正となり、前記共振周波数よりも高い周波数でも正のゲインを有する検出フィルタと、この検出フィルタの出力信号が供給され、前記検出フィルタが正のゲインを有しているとき動作して前記デジタルアンプを保護する保護回路とを、具備するものである。

40

【0009】

このように構成されたデジタルアンプでは、デジタルアンプの出力波形が歪んだことによりローパス出力フィルタの共振周波数及びその付近の周波数成分がローパス出力フィルタに供給されると、ローパス出力フィルタの出力電圧が検出フィルタに供給され、検出フィルタに共振電流に基づく出力信号が生じ、保護回路が動作する。従って、過大な共振電流によってデジタルアンプや、このデジタルアンプの電源回路が損傷することを防止できる。しかも、検出フィルタは、ローパス出力フィルタの構成素子と直列には接続されて無く、ローパス出力フィルタの特性に影響を殆ど与えることがない。

【0013】

50

前記ローパス出力フィルタの出力に対して並列に接続された分圧回路によって前記ローパス出力フィルタの出力電圧が分圧されて、この分圧された電圧が前記検出フィルタに供給されるように構成することもできる。

【発明の効果】

【0017】

以上のように、本発明で使用する検出フィルタは、ローパス出力フィルタに過大な共振電流が流れたことをローパス出力フィルタの特性に影響を与えることなく検出することができる。また、この検出装置を使用したデジタルアンプの保護装置では、過大な電流がデジタルアンプ等にも流れることを防止することができ、デジタルアンプ等が損傷することを防止できる。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

本発明の1実施形態は、デジタルアンプに本発明を実施したものである。このデジタルアンプは、図1に示すようにデジタルアンプ回路2を有している。デジタルアンプ回路2は、アナログ入力信号をパルス幅変調器やパルス密度変調器においてキャリア信号を用いてパルス幅変調信号またはパルス密度信号（以下、デジタル信号と称する。）に変換し、このデジタル信号をD級増幅方式による増幅器で電力増幅する。この増幅されたデジタル信号は、第1フィルタまたはローパス出力フィルタ、例えばLC出力フィルタ4によってデジタル信号に含まれるキャリア信号成分が除去されて、出力アナログ信号に変換されている。LC出力フィルタ4は、インダクタ4L及びコンデンサ4cの直列回路からなる。

20

【0019】

LC出力フィルタ4からの出力アナログ信号は、並列に接続された複数のスピーカ6に供給されている。これらスピーカは、ハイインピーダンス型のもので、ビルや店舗等における異なる位置に配置されている。出力アナログ信号は、これらスピーカ6に直列に接続されているスイッチ7が閉じられたものに供給される。各スイッチ7のうち図示しない制御回路から制御信号が供給されたものが閉じられる。または、スピーカ設置先のアッテネータ（減衰器）により音量が調整されることが多い。つまり、パワーアンプの負荷が頻繁に変化する。

【0020】

30

デジタルアンプ回路2を動作させるための直流電圧が、交流-直流変換手段、例えば直流電源回路8によって生成されている。即ち、直流電源回路8は、出力端子8P、8Nを有し、出力端子8Pがデジタルアンプ回路2の正電源端子2Pに接続され、出力端子8N及びデジタルアンプ回路2の負電源端子2Nが基準電位、例えば接地電位に接続されている。

【0021】

直流電源回路8は、2つの入力端子2IN-1、2IN-2を有し、これらは、商用交流電源入力端子、例えばコンセント10を介して商用交流電源（図示せず）に接続状態または非接続状態にされる。商用交流電源は、例えば実効値が100Vで、商用交流周波数が50Hzまたは60Hzのものである。

40

【0022】

直流電源回路8は、例えばスイッチング電源で、入力端子2IN-1、2IN-2に供給された商用交流電圧を整流する整流手段、例えば全波整流回路または半波整流回路によって整流し、この整流電圧を平滑手段、例えば平滑コンデンサで平滑する。この平滑電圧は、例えばチョッパ回路またはインバータ回路のようなスイッチング回路によって高周波電圧に変換され、絶縁トランスの一次巻線に供給される。絶縁トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧が出力側整流平滑手段、例えば整流ダイオードによって整流され、かつ平滑リアクトルまたは平滑コンデンサによって平滑され、2つの出力端子8P、8N間に直流電圧を発生する。

【0023】

50

直流電源回路 8 は、出力端子 8 P、8 N の他に基準電位端子 8 R を持ち、出力端子 8 P が基準電位端子 8 R よりも正で、出力端子 8 N が基準電位端子 8 R よりも負の電圧を発生するように構成することもできる。なお、コンセント 10 の両端間、即ち直流電源回路 8 の入力端子 2 I N - 1、2 I N - 2 間には、第 1 のコンデンサ、例えば雑音除去用コンデンサ 24 が接続されている。

【0024】

LC 出力フィルタ 4 と各スピーカ 6 のスイッチ 7 との間には、開閉接点、例えばリレー開閉接点 12 が配置されている。リレー開閉接点 12 は通常には閉じられており、駆動回路 14 から駆動信号が供給されたとき、開放される。駆動回路 14 は、後述するように、コンセント 10 が商用交流電源と非接続状態になったとき、瞬時にリレー開閉接点 12 を開いて、デジタルアンプ回路 2 に供給される電圧の変動に基づく異音の発生を防止するためのものである。リレー開閉接点 12 と駆動回路 14 とが、保護回路、例えば出力側保護回路を構成している。

10

【0025】

出力側保護回路を動作させるために、検出手段、例えば検出回路 16 が設けられている。検出回路 16 は、一次側と二次側を有し、両者が絶縁されたもので、例えばホトカブラーから構成されている。即ち、検出回路 16 は、一次側に発光素子、例えば発光ダイオード 16 L を、二次側に受光素子、例えばホトトランジスタ 16 P を有している。コンセント 10 が商用交流電源に接続されている状態では、発光ダイオード 16 L が発光し、ホトトランジスタ 16 P が受光信号を発生している。コンセント 10 が商用電源に非接続となると、ホトトランジスタ 16 P が受光信号を発生しなくなる。これによって、比較回路 18 が駆動回路 14 に付勢信号を送り、駆動回路 14 が接点 12 を開放する。

20

【0026】

なお、ホトカブラー 16 には、交流入力対応型のものを使用することができる。この場合、2 つの発光ダイオードが逆並列に接続されているので、付加回路は不要である。また、標準型のものを使用する場合、付加回路として発光ダイオードに逆並列にダイオードを接続する。

【0027】

発光ダイオード 16 L は、フィルタ手段、例えばハイパスフィルタ 21 を介してコンセント 10 に接続されている。ハイパスフィルタ 21 は、抵抗手段、例えば抵抗回路網 20 と第 2 のコンデンサ、例えばコンデンサ 22 の直列回路によって構成されている。このハイパスフィルタ 21 のカット周波数は、商用交流電源の周波数よりも幾分低い周波数、例えば 50 Hz よりも幾分低い周波数に設定されている。

30

【0028】

抵抗回路網 20 は、本来、発光ダイオード 16 L の電流制限用に設けられており、図 2 に示すように、複数、例えば 2 つの並列回路 20 a、20 b の直列回路によって構成されている。並列回路 20 a の 2 つの抵抗器は、予め定めた値、例えば 68 k のチップ型である。並列回路 20 b は、3 つのチップ型抵抗器を並列に接続可能なものである。並列回路 20 b は、全ての抵抗器を取り外し、1 つの抵抗器の接続端間をジャンパー線で短絡した状態としたり、2 つの抵抗器に例えば 68 k の抵抗器を使用し、かつ残りの 1 つの抵抗器を除去したり、2 つの抵抗器に例えば 150 k の抵抗器を使用し、かつ残りの 1 つの抵抗器を除去したりすることが可能である。

40

【0029】

このように並列回路 20 b の構成を変更することによって、このデジタルアンプが、日本以外の地域でも使用される場合に、例えば米国のような商用交流電源の電圧が 120 V であって周波数が 60 Hz の地域で使用される場合にも、欧州のような商用交流電源の電圧が 230 V であって周波数が 50 Hz の地域で使用される場合にも、発光ダイオード 16 L に流れる電流を所定の電流に制限することができる。また、どのような地域で使用される場合でも、コンデンサ 22 と共に構成しているハイパスフィルタ 21 のカット周波数を 50 Hz よりも幾分低い周波数に設定することができる。しかも、この構成の変更は、

50

ごく容易に行える。

【 0 0 3 0 】

図 2 に示すように比較回路 1 8 は、ホトトランジスタ 1 6 P のコレクタに抵抗器 2 6 を介して制御電極、例えばベースが接続されたスイッチング素子、例えば P N P トランジスタ 2 8 を有している。ホトトランジスタ 1 6 P のエミッタは基準電位点、例えば接地電位に接続され、コレクタは抵抗器 3 0 を介して電源端子 + V に接続されている。電源端子 + V の電圧は、直流電源回路 8 の出力電圧より得られている。トランジスタ 2 8 の共通電極、例えばエミッタは電源端子 + V に接続され、出力電極、例えばコレクタは、抵抗器 3 2 を介して感度調整回路 3 4 に接続されている。感度調整回路 3 4 は、コンデンサ 3 6 と抵抗器 3 8 とを並列に接続した時定数回路で、抵抗器 3 2 のコレクタとは反対側の端部と接地電位との間に接続されている。この並列回路 3 4 の抵抗器 3 8 の接地側と反対側の端部が抵抗器 4 0 を介してスイッチング素子、例えば N P N トランジスタ 4 2 の制御電極、例えばベースに接続され、共通電極、例えばエミッタが接地されている。従って、感度調整回路 3 4 の出力電圧がベースに供給されている。トランジスタ 4 2 のコレクタは抵抗器 4 4 を介して電源端子 + V に接続されている。図示していないが、駆動回路 1 4 の動作電圧も + V 端子から供給されている。

10

【 0 0 3 1 】

ハイパスフィルタ 2 1 のカットオフ周波数は、商用交流電源の周波数よりも低いので、コンセント 1 0 が商用交流電源に接続されているとき、商用交流電圧がハイパスフィルタ 2 1 を介して発光ダイオード 1 6 に供給される。その結果、発光ダイオード 1 6 L が発光し、ホトトランジスタ 1 6 P が導通している。これによって、トランジスタ 2 8、4 2 が共に導通し、駆動回路 1 4 の入力側電圧は接地電位であり、接点 1 2 は閉じられたままである。このとき、感度調整回路 3 4 のコンデンサは、充電されている。また、コンデンサ 2 4 は、商用交流電圧によって充放電が繰り返されている。

20

【 0 0 3 2 】

この状態において、コンセント 1 0 が商用交流電源と非接続状態になると、発光ダイオード 1 6 L の発光が停止し、ホトトランジスタ 1 6 P が非導通になる。これによって、トランジスタ 2 8 も非導通になり、コンデンサ 3 4 が放電を開始する。この放電電圧が、トランジスタ 4 2 の導通を維持するためにベース・エミッタ間に印加する必要がある電圧（基準電圧）よりも低下すると、トランジスタ 4 2 が非導通となり、+ V 端子の電圧が付勢信号として駆動回路 1 4 に供給され、駆動回路 1 4 が接点 1 2 を開放する。なお、感度調整回路 3 4 を設けたのは、瞬間的に商用交流電源の不具合により瞬間的に停電して、直ちに復電したような場合に、接点 1 2 が開放されることを防止するためである。

30

【 0 0 3 3 】

上記の説明は、コンセント 1 0 が商用交流電源と非接続状態になると、発光ダイオード 1 6 L の発光が直ちに停止すると仮定した場合である。しかし、実際には、コンセント 1 0 の両端には雑音抑制用のコンデンサ 2 4 が接続されているので、発光ダイオード 1 6 L の発光は直ちに停止しない。

【 0 0 3 4 】

即ち、コンセント 1 0 が商用交流電源に接続されているとき、このコンデンサ 2 4 の充放電が繰り返されている。従って、コンセント 1 0 が商用交流電源と非接続になったとき、コンデンサ 2 4 は、正または負の或る電圧に充電されており、その電圧から放電が開始される。図 3 にコンデンサ 2 4 が正のピーク電圧に充電された状態で、商用交流電源にコンセント 1 0 が非接続とされ、コンデンサ 2 4 から放電が開始された状態を示す。この放電による放電電流が緩やかに発光ダイオード 1 6 L に流れ続け、発光は直ちに停止せず、接点 1 2 が閉じられたままの状態が維持される。そのため直流電源回路 8 の出力電圧の低下に伴い、異音をスピーカ 6 から発生する可能性が高い。

40

【 0 0 3 5 】

ところで、この放電電流の周波数は、商用交流電源の周波数よりも低い。従って、コンデンサ 2 2 と抵抗回路網 2 0 とによって構成されたハイパスフィルタ 2 1 のカットオフ周

50

波数の方が放電電流の周波数よりも高いので、ハイパスフィルタ 21 が、発光ダイオード 16L に放電電流が流れるのを急速に遮断し、発光ダイオード 16L の発光を急速に停止させる。コンセント 10 が非接続状態になると、+V 端子の電圧も直流電源回路 8 内の平滑コンデンサ等の放電によって低下しているが、+V 端子の電圧が比較回路 18 や駆動回路 14 を正常に動作させることができる電圧を維持している間に、発光ダイオード 16L が発光を停止し、接点 12 が開かれる。よって、異音がスピーカ 6 から出力されることはない。

【0036】

図 1 に戻って、LC 出力フィルタ 4 は、デジタルアンプ回路 2 から出力されるデジタル信号をアナログ信号に変換する、即ち、デジタルアンプ回路 2 から出力されるキャリア信号を含んだ波形からキャリア信号を除去するためのローパスフィルタである。この LC 出力フィルタ 4 のカットオフ周波数は、デジタルアンプ回路 2 の変調器におけるキャリア周波数、例えば 350 Hz 以下であって、このデジタルアンプの品質保証帯域、例えば 20 Hz 乃至 20 kHz の帯域の上限周波数である 20 kHz よりも高く設定されている。

【0037】

ところで、デジタルアンプ回路 2 に入力されるアナログ信号またはデジタルアンプ回路 2 内で増幅されたアナログ信号が過大となることがある。この場合、デジタルアンプ回路 2 から出力されるデジタル信号が歪む。この歪んだデジタル信号は様々な高調波成分を含み、LC 出力フィルタ 4 の共振周波数及びその近傍の周波数成分を含むことがある。この場合、LC 出力フィルタ 4 には大きな電流が流れる。そのため、デジタルアンプ回路 2 や直流電源回路 8 が破損する可能性がある。

【0038】

LC 出力フィルタ 4 は、各スイッチ 7 が全て閉じられて、全てのハイインピーダンス型のスピーカ 6 が LC 出力フィルタ 4 に接続されている際、所定の負荷インピーダンスとなり、図 4 に実線で示すようなローパスフィルタ特性を示す。しかし、各スピーカ 6 のうちスイッチ 7 が閉じられているものの数は常に一定ではなく、種々に変更されている。または、スピーカ設置先のアッテネータによって個別に音量調整されることもある。従って、LC 出力フィルタ 4 に接続されているスピーカ 6 の数によって負荷インピーダンスが変化し、特に LC 出力フィルタ 4 に接続されているスピーカ 6 の数が少ないときには、即ち、軽負荷のときには、LC 出力フィルタ 4 は、図 4 に破線で示すように共振周波数において鋭いピークを発生する。この状態において、LC 出力フィルタ 4 を流れる電流に共振周波数成分が含まれていると、共振電流が流れ、かつ共振電圧が発生する。特に、ハイインピーダンス型のスピーカ 6 が使用されている場合、各スピーカ 6 の定格出力電圧は日本で 100 V、米国では 70 V と高圧であるので、LC 出力フィルタ 4 に流れる共振電流は過大で、共振電圧も過大となる。従って、LC 出力フィルタ 4、デジタルアンプ回路 2、直流電源回路 8、接続されているスピーカが過大電圧による定格オーバーとなり、損傷する可能性が高い。

【0039】

そこで、図 5 に示すように LC 出力フィルタ 4 のコンデンサ 4C の両端間電圧を分圧回路、例えば抵抗分圧回路 46 によって分圧した電圧が、第 2 フィルタまたは検出フィルタ、例えばバンドパスフィルタ 48 に供給される。なお、抵抗分圧回路 46 を構成する 2 つの直列接続抵抗器には、抵抗値の大きいものを使用し、LC 出力フィルタ 4 の周波数特性に影響を与えないようにしてある。このバンドパスフィルタ 48 は、LC 出力フィルタ 4 の共振周波数よりも幾分低い周波数付近にピークを持つ、例えば図 6 に示すように Q ピークを持つものである。このバンドパスフィルタ 48 の出力電圧が、共振電流検出手段、例えば比較回路 50 に供給され、LC 出力フィルタ 4 に共振電流が流れている場合、比較回路 50 が共振検出信号、例えば付勢信号を発生する。これに応動して、駆動回路 52 が、デジタルアンプ回路 2 内に設けられた信号減衰手段、例えばミュート回路（図示せず）を作動させて、デジタルアンプ回路 2 から歪んだデジタル信号が出力されることを阻止している。これによって、デジタルアンプ回路 2 や直流電源回路 8 に過大な電流が流れて、こ

れらが破損することを防止している。比較回路 50、駆動回路 52 及びミュート回路によって保護回路、或いは入力側保護回路が構成されている。

【0040】

バンドパスフィルタ 48 は、図 5 に示すように 2 つの演算増幅器 54、56、抵抗器 58、60、62、64、66、68、コンデンサ 70、72 から構成され、図 6 に示すように、LC 出力フィルタ 4 の共振周波数、例えば 41 kHz よりも幾分低い周波数に Q ピークを持つもので、そのゲインは、デジタルアンプ回路 2 の品質保証周波数帯の下限周波数、例えば 20 Hz 付近では最もゲインが負の値であり、周波数が高くなるに従ってゲインが徐々に増加する。但し、品質保証周波数帯の上限周波数、例えば 20 kHz 付近でもまだ負のゲインであり、Q ピーク周波数よりも幾分低い周波数でゲインが正となり、Q ピーク周波数で最大ゲインとなる。以後、ゲインは周波数が高くなると低下するが、それでも負のゲインとなることはなく、デジタルアンプ回路 2 のキャリア周波数 350 kHz を超えても正の一定ゲインを有するように構成されている。なお、図示していない高い周波数領域において、ゲインは負の値となる。このように LC 出力フィルタ 4 の共振周波数よりも幾分低い周波数よりも高い周波数成分が LC 出力フィルタ 4 に生じているとき、その成分の電圧よりも大きい電圧が出力電圧としてバンドパスフィルタ 48 に生じる。

10

【0041】

比較回路 50 は、抵抗器 68 及びダイオード 69 を介して制御電極、例えばベースにバンドパスフィルタ 48 の出力電圧が供給される半導体スイッチング素子、例えば NPN トランジスタ 74 を有し、その共通電極、例えばエミッタが基準電位、例えば接地電位に接続されている。出力電極、例えばコレクタは、抵抗器 76 を介して +V 端子に接続されている。トランジスタ 74 のコレクタは抵抗器 78 を介して半導体スイッチング素子、例えば PNP トランジスタ 80 の制御電極、例えばベースに接続されている。このトランジスタ 80 のエミッタに接続されている。また、出力電極、例えばコレクタは抵抗器 82 を介して接地電位に接続され、かつ駆動回路 52 に接続されている。また、ベースとコレクタとの間にはコンデンサ 84 が接続されている。このコンデンサ 84 と抵抗器 78 とによって感度調整器が構成されている。

20

【0042】

デジタルアンプ回路 2 への入力信号のレベルが低く、デジタルアンプ回路 2 の出力信号が歪んでいない状態や、周波数が LC 出力フィルタの共振周波数より離れているときは、LC 出力フィルタ 4 に共振電流が流れていない。そのため、バンドパスフィルタ 48 の出力電圧はその入力電圧よりも低く、トランジスタ 74 を導通させるために必要なベース・エミッタ間電圧がトランジスタ 74 のベース・エミッタ間には供給されて無く、トランジスタ 74 は非導通である。そのため、トランジスタ 80 を導通させるために必要なベース・エミッタ間電圧もトランジスタ 80 のベース・エミッタ間にも得られず、トランジスタ 80 も非導通である。よって、駆動回路 52 には接地電位の電圧が供給されており、駆動回路 52 は作動していない。このとき、コンデンサ 84 は充電されている。

30

【0043】

デジタルアンプ回路 2 への入力信号のレベルが高く、デジタルアンプ回路 2 の出力波形が歪んだ状態や、周波数が LC 出力フィルタの共振周波数に近いときは、LC 出力フィルタ 4 に大きな共振電流が流れる。これによって、バンドパスフィルタ 48 の出力電圧がその入力電圧よりも大きくなる。トランジスタ 74 が導通し、コンデンサ 84 が急速に放電して、トランジスタ 80 が導通し、+V 端子の電圧が付勢信号として駆動回路 52 に供給される。デジタルアンプ回路 2 内のミュート回路が作動し、デジタルアンプ回路 2 での歪んだ出力信号の発生が停止する。これによって、共振電流が LC 出力フィルタ 4 に流れなくなり、LC 出力フィルタ 4、デジタルアンプ回路 2、直流電源回路 8 の破損を防止することができる。なお、バンドパスフィルタ 84 の出力電圧が低下して、トランジスタ 74 が非導通になっても、コンデンサ 84 が充電されている期間中、トランジスタ 80 の導通状態が維持され、ミュート回路の動作が継続される。

40

【0044】

50

このようにバンドパスフィルタ 8 4 は、ＬＣ出力フィルタ 4 のコンデンサ 4 Ｃに直列には接続されずに、分圧回路 4 6 を介してコンデンサ 4 Ｃの電圧を検出しているので、ＬＣ出力フィルタ 4 の特性に影響を与えることがなく、また、不要な高調波の放射を生じない。しかも、このバンドパスフィルタ 8 4 を使用することによって、コンデンサ 4 Ｃを流れている共振電流を実質的に検出することができる。

【 0 0 4 5 】

第 2 の実施形態を図 7 に示す。この実施形態では、ホトカブラー 1 6 に代えて一次巻線 8 6 Ｐと二次巻線 8 6 Ｓとが絶縁されている変圧器 8 6 を使用したものである。一次巻線 8 6 Ｐは、抵抗回路網 2 0 と直列に接続されている。二次巻線 8 6 Ｓには、整流ダイオード 8 8 と平滑コンデンサ 9 0 とからなる整流・平滑回路 9 2 が接続されている。この平滑回路 9 2 の出力電圧が、比較回路 1 8 に供給される。他の構成は、第 1 の実施形態と同様である。

【 0 0 4 6 】

上記の 2 つの実施形態では、デジタルアンプに本発明を実施したが、フィルタを備え、そのフィルタの共振周波数またはそれに近い周波数の電流が流れる可能性のある機器、例えばスイッチング電源としてのインバータやＬＣ回路を用いた大電力無線機等にも実施することもできる。上記の実施形態では、バンドパスフィルタ 4 8 を使用したが、これに限ったものではなく、ＬＣ出力フィルタ 4 の共振周波数よりも幾分低い周波数にＱピークを持つハイパスフィルタを使用することもできる。また、上記の実施形態では、保護回路としてデジタルアンプ回路 2 内のミュート回路と駆動回路 5 2 とを使用した。例えば直流電源回路 8 からデジタルアンプ回路 2 への電源供給を遮断する回路を保護回路として使用することもできる。また、ＬＣフィルタを外付けで使用する汎用のデジタルＩＣアンプに、上述したバンドパスフィルタ 4 8 及び比較回路 5 0 等からなる検出用の回路を追加することで、デジタルＩＣアンプの本来の性能に影響を及ぼさないで容易に保護機能を追加することができる。また、上記の実施形態では、バンドパスフィルタ 4 8 のＱピーク周波数を、ＬＣ出力フィルタ 4 の共振周波数より幾分低い周波数としたが、共振周波数と一致させることもできる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 4 7 】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態のデジタルアンプのブロック図である。

【図 2】図 1 のデジタルアンプの商用電源への非接続状態を検出する部分の回路図である。

【図 3】図 1 のデジタルアンプのコンデンサ 2 4 の電圧の変化を示す図である。

【図 4】図 1 のデジタルアンプのＬＣ出力フィルタ 4 の負荷の変化に伴う周波数特性の変化を示す図である。

【図 5】図 1 のデジタルアンプにおけるＬＣフィルタ出力フィルタの共振状態を検出する部分の回路図である。

【図 6】図 1 のデジタルアンプにおいて使用しているバンドパスフィルタの周波数特性部である。

【図 7】本発明の第 2 の実施形態のデジタルアンプの一部のブロック図である。

【符号の説明】

【 0 0 4 8 】

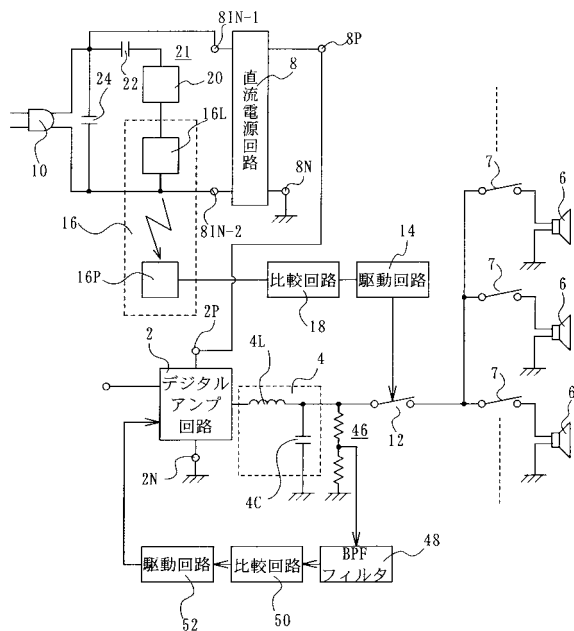
2 デジタルアンプ回路

4 ＬＣ出力フィルタ（第 1 フィルタ、ローパス出力フィルタ）

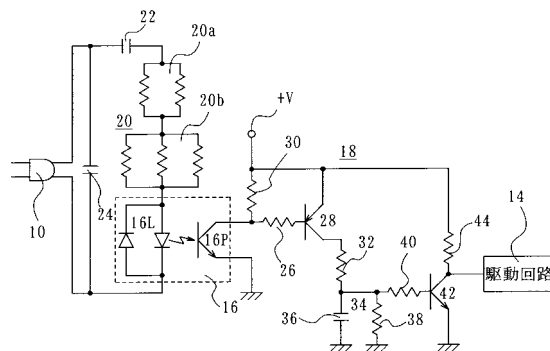
4 8 バンドパスフィルタ（第 2 フィルタ、検出フィルタ）

5 0 比較回路（共振検出手段）

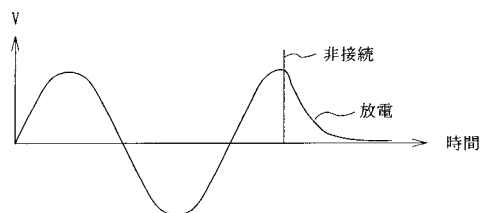
【図 1】



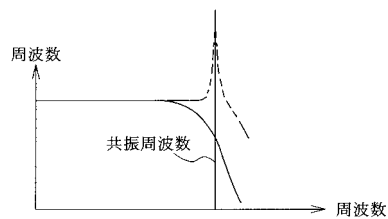
【図 2】



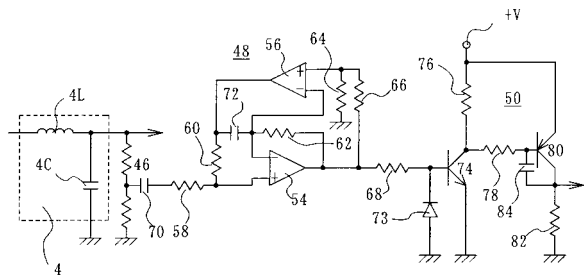
【図 3】



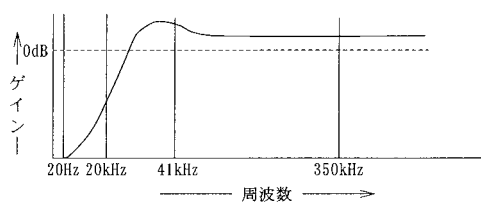
【図 4】



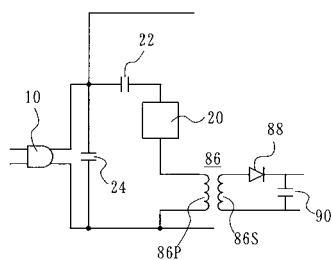
【図 5】



【図 6】



【図 7】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2005-123949(JP,A)
実公平06-017437(JP,Y2)
国際公開第2006/028054(WO,A1)
特開2005-203968(JP,A)
特開平03-159408(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03F 1/00 - 3/45、 3/50 - 3/52、
3/62 - 3/64、 3/68 - 3/72