

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4330802号
(P4330802)

(45) 発行日 平成21年9月16日(2009.9.16)

(24) 登録日 平成21年6月26日(2009.6.26)

(51) Int.Cl.

F I

H03F 1/00 (2006.01)

H03F 1/00

C

請求項の数 1 (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2000-575214 (P2000-575214)
 (86) (22) 出願日 平成10年12月17日(1998.12.17)
 (65) 公表番号 特表2002-527922 (P2002-527922A)
 (43) 公表日 平成14年8月27日(2002.8.27)
 (86) 国際出願番号 PCT/US1998/026811
 (87) 国際公開番号 W02000/021192
 (87) 国際公開日 平成12年4月13日(2000.4.13)
 審査請求日 平成17年12月14日(2005.12.14)
 (31) 優先権主張番号 60/102,774
 (32) 優先日 平成10年10月2日(1998.10.2)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 501263810
 トムソン ライセンシング
 Thomson Licensing
 フランス国, エフ-92100 ブロー
 ニュ ビヤンクール, ケ アルフォンス
 ル ガロ, 46番地
 46 Quai A. Le Gallo
 , F-92100 Boulogne-
 Billancourt, France
 (74) 代理人 100070150
 弁理士 伊東 忠彦
 (72) 発明者 モリス, ロバート エドワード, ジュニア
 アメリカ合衆国 インディアナ州 462
 56 インディアナポリス ヒルトップ・
 レーン 7911

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 過渡回復補助を伴う増幅器装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

過渡回復配置であって、
 増幅器と、
 前記増幅器に動作電圧を供給するDC電圧源と、
 直列に接続された第1及び第2の蓄積手段を有し、前記DC電圧源の出力に接続される
 フィルタ回路と、

前記増幅器の信号入力端子と前記DC電圧源の出力との間に接続された、前記増幅器の
 前記信号入力端子に入力される入力信号の過渡成分を抑圧する抑圧電流を供給する抑圧回
 路とを有し、

前記抑圧回路は、前記動作電圧の過渡成分によりアンバランスとなる前記第1及び第2
 の蓄積手段のそれぞれに生ずる電圧の間の電圧差に比例して、前記増幅器へ前記抑圧電流
 を供給する、配置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

発明の分野

本発明は、過渡動作状態で回復時間を減少する増幅器に関し、特に、増幅器への入力信号
 に付随し得る過渡成分の効果を減少する過渡抑圧回路に関する。

【0002】

背景情報

過渡効果からオーディオ増幅器を保護する種々の方法が知られている。例として、Morris, Jr. 他の米国特許番号 5, 224, 169 はステレオ増幅器を有するシステムを開示し、各々 2 つの電源電圧 (+V と -V) が供給される。増幅器出力に接続された検出器は、増幅器出力電圧を検知し、そして、持続する DC が存在するか又は、いずれかの電源が故障の場合には、正及び負の電源を遮断する。入力信号に付随する短い DC 過渡 (即ち、" 持続 " しなない) は、検知されない可能性がある。Lendaro は、米国特許番号 5, 157, 353 で、演算増幅器の 2 つの電源が、ターンオン/ターンオフ過渡成分を抑圧するために電源電圧の変化する率を制限する、" スロースタート " 回路と共に設けられた保護回路を開示する。しかし、入力信号に付随し得る過渡成分を抑圧することは記載されていない。

10

【 0 0 0 3 】

増幅器保護回路の他の例は、例えば、Griffis により、米国特許番号 4, 405, 948 で開示され、その中では、電源電圧過渡成分が検出され、そして、オーディオ増幅器に先行する可変ゲイン増幅器のゲインを減少するのに使用される。米国特許番号 5, 199, 079 では、Anderson 他は、主電源が切られたときに電圧をゆっくりと減少するダイオードで分離されたフィルタから得られるバイアスと供給電圧を有する増幅器を含む配置を開示する。

【 0 0 0 4 】

発明の概要

本発明は、一部には、増幅器の特定の形式で発生しうる過渡効果に関する認識されていない問題の発見による。特に、特定の増幅器アプリケーションでは、(以下に詳しく説明するように) 通常は両極性電源を要する増幅器の動作に利用できるのは単極性電源のみである。本発明の特徴に従って、そのようなアプリケーションでは、入力信号の過渡成分は、増幅器入力信号に付随する過渡成分により電源フィルタキャパシタの電圧が乱されそして、この外乱は増幅器過渡応答を劣化させるという状態となる。

20

【 0 0 0 5 】

本発明の目的は、増幅器の電源電圧の入力信号過渡成分の効果を減少させることである。

【 0 0 0 6 】

本発明を実現する増幅器装置は、DC 電源の出力に渡って直列に接続された第 1 と第 2 のキャパシタを含むフィルタを有する。キャパシタに渡って生ずる出力電圧は、前記増幅器の出力を負荷を介して 2 つのキャパシタの共通接続へ結合される出力を有する、増幅器のそれぞれの電源端子に供給される。フィルタの出力電圧のアンバランス状態に応答する、増幅器の入力で過渡成分を抑圧するために帰還回路が設けられる。

30

【 0 0 0 7 】

本発明の原理の例示的なアプリケーションでは、帰還回路は、キャパシタ電圧の差を示すバイアス電圧を供給する出力を有するバイアス電源と、前記バイアス電源の出力と増幅器の入力の間に接続されたしきい値装置を有する。

【 0 0 0 8 】

好適な実施例の説明

図 1 のテレビジョン装置 10 は、スタンバイ電源 14 に接続され且つ主電源 18 にスイッチ 16 を介して接続された電源入力端子 12 を含む。スタンバイ電源 14 は、連続して電力を、遠隔制御装置を含む制御ユニット 20 へ供給する。ユーザの遠隔制御送信器によりターンオン命令を受信すると、制御ユニットはターンオン信号をスイッチ 16 へ送り、スイッチ 16 は主電源 18 を活性化し、順に、動作電力をオーディオ/ビデオ処理ユニット 22 とオーディオ/ビデオ信号処理ユニット 22 の出力に接続されたビデオ表示ユニット 24 へ供給する。ユニット 22 は、複数のオーディオ/ビデオ入力 26 を有し、且つ、チューナ及び他の従来のオーディオ/ビデオ信号処理回路を有してもよい。制御ユニット 20 は、チャンネル選択信号、入力選択信号及び、種々の他の制御信号 (例えば、音量、色、色合い等) を、バス 26 を介して、オーディオ/ビデオ処理ユニット 22 へ、提供するためのユーザ入力を担っている。オーディオ/ビデオ処理ユニット 22 は、順に、ビデオ信

40

50

号を表示ユニット24へ、そして、本発明を具体化する(アウトラインを示す)オーディオ増幅器ユニット30により、オーディオ出力信号を増幅し且つスピーカへ与えるためにオーディオ出力端子28へ供給する。図を簡単にするために、モノラル音声アプリケーションに適するであろう単一のオーディオ出力端子28と増幅器ユニット30のみが示されている。ステレオアプリケーションに対しては、第2のオーディオ出力端子と第2のオーディオ増幅器ユニットが供給される。

【0009】

主電源18は、オーディオ増幅器ユニット30を動作させるためのAC電源であると共に、ユニット22と24へDC電圧の効率的な発生を供給するためにスイッチングモード形式であることが好ましい。特に電源18は、処理及び、表示ユニット22と24に対する種々の電圧を発生する巻き線(図示していない)を有する変圧器32を有する。示すように、変圧器32は、ユニット30にAC電力を供給する2次巻線34も有する。2次巻線34は、センタタップのない単一巻き線であり且つ、主電源ユニット18内で"フローティング"(即ち、グランドに接続されていない)であることに注意する。

【0010】

オーディオ増幅器ユニット30に対するDC電力は、電源18からAC供給線に直列なダイオードD1を有する整流器ユニット36により提供される。整流器ユニット36は、AC電力を整流し、そして、DC出力電圧Vを生成し、それは、整流された電圧を平滑化し且つ単極性電圧Vを両極性形式に変換するフィルタ40の第1(T1)と第3(T3)端子に与えられる。特にフィルタ40は、端子T1とT3を渡って直列に接続された1組のキャパシタC1とC2を有する。整流された電圧Vは端子T1とT3に与えられ、そして、第3の端子にキャパシタの共通接続が接続され、これにより、端子T2に対して正の電圧 $+V/2$ が端子T1で、そして、端子T2に対して負の電圧 $-V/2$ が端子T3で、生成される。1組の抵抗R1とR2がそれぞれのキャパシタC1とC2と並列に設けられ、フィルタ出力インピーダンスを安定化し且つフィルタ時定数を設定し、AC電力が切られたときに均一のキャパシタ放電を提供する。フィルタキャパシタC1とC2の値の例は1000マイクロファラッドであり、フィルタ負荷抵抗R1とR2の値の例は各々250オームである。

【0011】

出力電圧 $+V/2$ と $-V/2$ はキャパシタC1とC2を渡って現れ、それぞれ増幅器50の端子A1とA2に接続される。増幅器50は、(例えば、スピーカ音声コイルのような)負荷52を介して、キャパシタの組の共通接続へ(例えば、端子T2へ)、接続された出力端子A3を有する。増幅器50として使用するのに適する増幅器は、STマイクロエレクトロニクス社により製造された、形式TDA7480クラス"D"オーディオ増幅器である。増幅器50のDC基準入力端子A5はフィルタ出力端子T2へ接続され、本発明の実施例では、TV装置10のシステムグランドへ接続されている。後に説明するように、フィルタ40のどの端子も、システムグランドを基準にし得る。増幅器50の(この例では非反転入力)信号入力端子T4は、結合キャパシタCCを介して、処理ユニット22のオーディオ出力端子28へAC結合される。

【0012】

DC過渡成分は、例えば、主電源18がターンオン又は、ターンオフされたときに、オーディオ入力信号に付随し得る。そのような過渡成分は実例的にも、ユーザが、オーディオ/ビデオプロセッサ22の入力26への接続を変更した場合発生する場合があります又は、ユニット22が入力26に接続された異なるオーディオソース間で切り替わるときに発生し得る。

【0013】

本発明の特徴に従って、オーディオ入力信号に付随するDC過渡成分はフィルタキャパシタ電圧をアンバランスにする効果を有し、そして、そのようなアンバランスな状態は、減衰させる過渡に対して必要な時間と、増幅器50が回復するための時間を不用に長くする。例としては、端子A5の電圧に対して正のDC過渡成分は増幅器50に、キャパシタC

2 からよりも多くの電流をキャパシタ C 1 から要求させ、このように、キャパシタ電圧をアンバランスにする。これは、特に、D C 過渡の時定数がフィルタ 4 0 の時定数よりも大きい時に起こりやすい。

【 0 0 1 4 】

本発明に従って、増幅器 5 0 に与えられる入力信号に付随する D C 過渡成分は、キャパシタ電圧のアンバランス状態が発生したときに活性化される帰還回路により抑圧される。

【 0 0 1 5 】

帰還回路は、増幅器 5 0 の動作とは独立な、バイアス電源 6 0 を有する。独立バイアス電源 6 0 はフィルタ 4 0 と並列に接続され、且つ、しきい値装置 7 0 を介して増幅器 5 0 入力端子 A 4 に接続された出力ノード N を有する。独立バイアス電源 6 0 は、ノード N からフィルタ端子 T 1 と T 3 に接続された等しい値の抵抗 R 3 と R 4 の組みを有する。抵抗 R 3 と R 4 の例示の値は、それぞれ、4 . 7 キロオームである。しきい値装置 7 0 は、1 組の 2 つのツエナーダイオード Z 1 と Z 2 を有し、それらは、逆向きに直列に、バイアス電源 6 0 のノード N と、増幅器 5 0 の信号入力端子 A 4 の間に接続されている。ダイオード Z 1 と Z 2 のツエナー電圧の例示値は、5 . 6 ボルトである。この電圧は、端子 A 4 でツエナーダイオードが導通するのを通常防ぐための期待されたピーク入力信号電圧よりも十分に高い。それにより帰還経路は通常の信号状態では開放となり、そして、ダイオード Z 1 と Z 2 は、過渡入力信号エネルギーを独立バイアス電源 6 0 のノード N へ向けるために、過渡成分が発生したときのみ導通する。この動作を見るための他の方法は、過渡成分が発生したときに、過渡成分を抑圧又はキャンセルするために、ノード N は入力端子 A 4 へ電流を供給する。

【 0 0 1 6 】

増幅器ユニット 3 0 の動作の更なる例として、キャパシタを渡った電圧に過渡成分がない場合には、増幅器 5 0 によって、両方とも等しい電流が引かれているので、C 1 と C 2 は等しい。従って、キャパシタの共通接続 (端子 T 2) での電圧は、ノード N でバイアス電源 6 0 により生成される電圧に等しい。これらの条件の下では、前述のように、ツエナー電圧は予想されるオーディオ入力信号の最大値よりも大きいので、ツエナーダイオード Z 1 と Z 2 は、導通しない。

【 0 0 1 7 】

フィル他の時定数よりも長い継続時間を有する正の過渡成分が発生した場合には、その正の供給端子 A 1 での大きな電流要求のために、増幅器 5 0 はキャパシタ C 2 よりもキャパシタ C 1 を多く放電しがちである。バイアス電源 6 0 は、フィルタを渡った電圧を平均化するので、キャパシタ C 1 を渡った減少された電圧は、ノード N の電圧を端子 T 2 (グランド) での電圧に関して負にし、それによりツエナーダイオード Z 1 と Z 2 をオンとし、且つ過渡入力電流をノード N へ向け (即ちノード N から端子 A 4 へ過渡成分を抑圧又はキャンセルするために電流を供給し) 、それにより、過渡成分の振幅を減少し且つ増幅器 5 0 により過渡からの回復を高速化する。ノード N の電圧がキャパシタ C 2 の大きな放電により端子 T 2 に関して正となる負の入力過渡成分が発生した場合に対しても同じ効果が発生する。

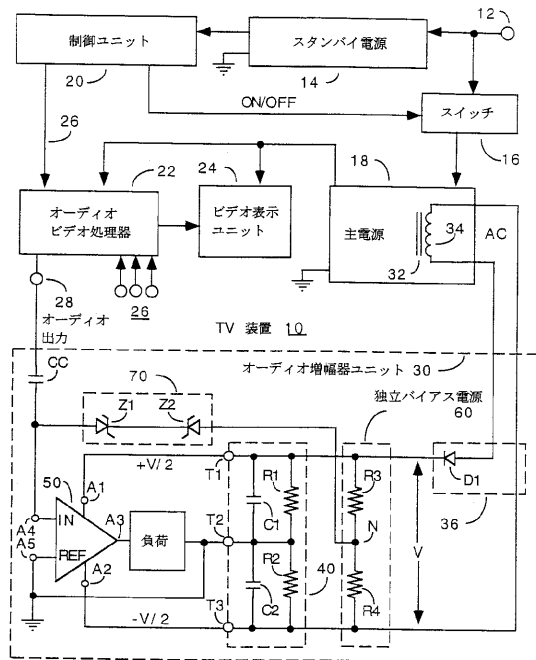
【 0 0 1 8 】

図 1 のオーディオ増幅器に対して種々の変形が行われてもよい。例えば、単一のダイオード整流器 3 6 は、全波ブリッジ整流器により置換することが可能である。これは、好適なスイッチングモード電源が、低周波数 A C 信号をオーディオユニット 3 0 に供給する非スイッチ電源により置換されるアプリケーションでは有利であろう。また、小変更で、非反転増幅器 5 0 が、反転増幅器により置換され得る。システムグランド基準は、端子 T 2 よりもフィルタ 4 0 の端子 T 1 と T 3 のいずれかに結合されても良い。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明を具体化するオーディオ増幅器ユニットを有するテレビジョン装置の、部分的にブロック形式の回路図を示す図である。

【図 1】



フロントページの続き

(72)発明者 フーヴァー, アラン アンダーソン

アメリカ合衆国 インディアナ州 4 6 2 4 0 インディアナポリス クランブルック・ドライブ
3 9 3 7

審査官 儀同 孝信

(56)参考文献 特開平 1 0 - 0 3 2 4 4 4 (J P , A)

特開平 0 7 - 2 1 2 1 5 5 (J P , A)

特開平 0 5 - 0 2 2 0 6 2 (J P , A)

特開昭 5 8 - 0 3 4 6 0 5 (J P , A)

特開昭 6 3 - 2 4 5 0 0 4 (J P , A)

実開昭 6 1 - 1 8 4 3 1 3 (J P , U)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H03F 1/00- 3/45、 3/50- 3/52、

3/62- 3/64、 3/68- 3/72