

増幅器の進歩

数サイクルから 3 百万サイクルを超える範囲を扱う新しい直結低周波回路
単純な設計で段間の結合装置が不要

Edward H. Loftin and S. Young White

Radio News, 1930 年 2 月号

- 新しい増幅理論を忠実に利用している Loftin-White 直結増幅器は、現在受け入れられている増幅器の原則を、間違いなく変えてしまうだろう。
- この直結方式では、たった 2 本の真空管と電源部の整流管だけで、ものすごい増幅と広い帯域に渡って驚くほど平坦な信号周波数応答が得られる。
- これらの新しい増幅器は、筆舌に尽くしがたいほど小型で構造が単純であり、将来の受信機的设计に決定的な影響を及ぼすだろう。(編)

交流動作を含む直結縦続真空管装置の一連の記事の二回目を始めるにあたって、まず低周波増幅および検波増幅に関する問題について簡潔に述べておくことが望ましいと考えた。

低周波増幅または検波増幅において、以下の特性に注意を払う必要がある。1, 周波数識別; 2, 波形歪み; 3, 交流動作の場合のハム; 4, 使用されている真空管から妥当な利得が得られるか; 5, 費用; 6, 製造許容誤差。

直結縦続真空管装置を交流で動作させる場合、特性は以下の特徴に依存、すなわち影響を受ける。

1. すべての真空管の動作を動作曲線すなわち出力電流曲線の中点に維持する特性。すなわち、(a) 真空管の交換 (すべての真空管は均質ではない)、(b) (a') 抵抗の枯化、(b') 抵抗の温度係数、(c') 電灯線電圧の変化、(d') 真空管のグリッドエミッション、(e') 出力管のガス電流、(f') 製造許容誤差、による定数や状態の変化から生ずる“ドリフト”に対して安定化させる特性というべきもの。
2. 低周波のフィードバック現象、3. ハムの問題、
4. モーターボートینگ、5. トリガーアクション、6. 真

空管の最大利得、7. スピーカーの励磁など周辺機器への電流の供給、8. 光電管に必要な非常に大きな利得。

直結縦続装置は最も効率的な検波増幅器としても使用できるので、上記のリストに加えて以下の望ましい特徴を念頭に置くべきである。

1. 搬送波の電流が弱いときにはグリッドバイアスが浅く、搬送波の電流が強いときにはグリッドバイアスが深くなる自動調整。
2. 変調ハムを防ぐため、十分に平滑化された電圧を高周波管に供給すること。

交流で動作する直結増幅器を作ろうとする読者のために、大いに満足が行く低周波増幅と検波増幅の成果が得られることが判明した装置の詳細を簡潔に述べる。この装置の回路図を図 1 に示す。

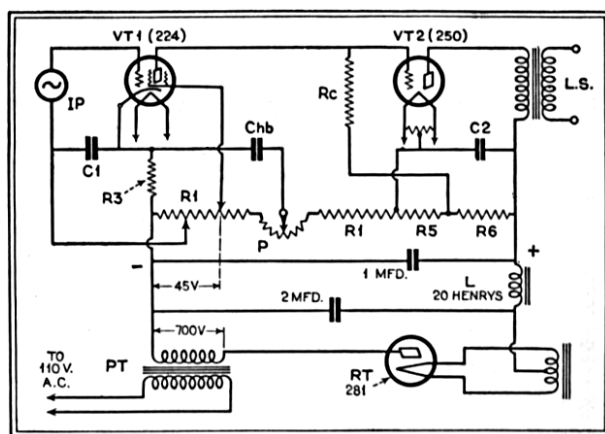


図 1: 直結音声増幅器と電源の回路。部品の定数は、VT1, -24 真空管; VT2, -50 真空管; R1, 5 k Ω ; R3, 25 k Ω ; R5, 100 k Ω ; R6, 300 k Ω ; Rc, 250 k Ω ; P, 400 Ω ; Chb, .1 μ F; C1, C2, 1 μ F

これまでの音声増幅器理論の概念を忘れよ

直結装置を議論する前に、他の装置でおなじみの真空管と回路の特性および動作の結果に関する、現在持っている概念と経験に基づいた知識に捕われないよう、読者に提案する。というのは、直結装置には、真空管と回路の動作に関する我々の正しい理解を大いに広げ、最初のうちは、過激に、おそらくは疑問に思える多くのできごとや作用があるからである。我々は、原因を継続的に分析して得た結果を、繰り返し確認することによってのみ、このような特性に順応してきた。

回路の定数

図1は、-24 遮蔽格子管 (増幅率約 400) を入力段に、-50 電力増幅管を出力段に、-81 半波整流管を電源に使用した、簡単な 2 段増幅装置を示している。電源変圧器 PT は、整流管 -81 に約 700 V を供給する。平滑回路は、前述した負荷をかけたときに約 20 H のインダクタンスを持つチョークコイルの両側に $2\mu\text{F}$ と $1\mu\text{F}$ のコンデンサが付いた、1 段構成である。

平滑回路後に生じる電圧は約 650 V、50 mA で、50 mA 流れたときに 250 V が生じるように R1 の抵抗値を選ぶ (約 5 k Ω) ことにより、このうちの 400 V が 250 出力管のプレートインピーダンスに加えられる。任意の適切なスピーカーとの接続を含む出力回路に、局所的な信号回路を形成するため、図示したように $1\mu\text{F}$ のコンデンサ C2 が必要である。

結合抵抗 R_c (これは 750 μA の小電流に耐えられればよい) は、現在の図1では 250 k Ω となっているが、後続の記事において、R_c の値を M Ω 単位まで変更して得られるさまざまな結果について議論する。バイアス抵抗 R₃ の値は 25 k Ω となっているが、この値の変更についても後続の記事において解説する。平滑コンデンサ C1 は $1\mu\text{F}$ 近辺の値が必要であるが、耐圧が低いもので十分である。

打ち消しによってハムを除去するために、図示したように、遮蔽格子を接続するための 45 V を確保した、平滑回路の負側からかなり離れた R1 の回路の中に、約 400 Ω の可変抵抗器 P が挿入される。可変抵抗器の摺動子は、0.1 μF 以下のコンデンサ Chb を経由して、真空管 VT1 のカソードに接続される。このコンデンサの値は、ハムが最小の点が可変抵抗器 P のおよそ中点

で得られるように選択する。

内部インピーダンスと外部インピーダンスをおおむね合わせ、我々が呼ぶところの“対称動作”をするように、すなわち VT1 のプレート電圧が 180 V となり、同様に R_c 両端の電位差が 180 V となるよう、図1の回路を設計した。後続の記事において、より低い電圧の動作を指摘する。R1 の回路には、合計で 250 V の電圧しかないので、VT1 のプレート電圧と R_c の電圧の合計として必要な 180 V の 2 倍、すなわち 360 V には、さらに 110 V が必要である。これは、図示したように R5 と R6 の高抵抗 (たとえばそれぞれ 100 k Ω と 300 k Ω であるが、それほど決定的ではない) を挿入し、R_c を両者の接続点に接続して、R1 の 250 V に R5 の 100 V 以上の電圧を上乗せすることにより達成される。

VT2 の真空管 250 は、動作点のグリッドバイアスとして R_c 両端の 180 V のすべてを必要としないので、110 V を超える R5 の電圧は、この電圧を望ましい 70 V にちょうどよく下げ、真空管 250 の動作点の要件が満たされる。R5 と R6 の合計 400 k Ω は、平滑出力からせいぜい 1 mA の電流しか引き出さないことに注意せよ。

この記事の冒頭で、縦続直結回路における“ドリフト”と命名した効果に言及し、その傾向を引き起こす複数の要因を指摘した。1928 年 3 月の Institute of Radio Engineers の会報の我々の記事において、この効果を詳細に議論した。ドリフトを効果的に防ぐいくつかの解決策 (これは将来の記事において解説する) を開発したが、図1のドリフト防止回路は明らかに効果的で、最も興味を引くものである。これは、次のように機能する。

回路は自動的に規制される

プレート電流とスクリーングリッド電流の合計は、VT1 から R₃ を通って流れ、VT1 のグリッドに用いることのできる負の電圧を生じる。前述のとおり、R₃ は 25 k Ω であるから、この電圧は約 25 V である。これは初期のバイアスとしては深すぎるので、図1に示されているように R1 のプラス約 23 V の点にグリッドの帰路を接続することにより、初期の 2 V に下げられる。装置のすべての定数と電圧が前述したように注意深く選択されていれば、この初期のバイアスは、VT2 のプレート電流すなわち R1 を流れる電流を約 50 mA に確立し、VT2 は出力電流曲線の midpoint で動作すること

がわかる。

ここで、たとえばドリフトを生じる最悪の原因として、強力な搬送波電流が VT1 の入力に加えられた場合を考える。その結果として、整流動作が起こり、VT1 のプレート電流とスクリーングリッド電流が増加する。この電流の増加は R_c 両端の電位差を上昇させ、VT2 のバイアスが深くなり、VT2 の出力電流すなわち R1 の電流が減る。この傾向は、搬送波が加えられているかぎり持続する。しかし、このドリフトの傾向を修正するために、R3 を流れるプレート電流とスクリーングリッド電流の合計の増加により R3 で生じる負の電圧が上昇し、同時に R1 の電流が減り R1 中の VT1 のグリッドが接続されている点の正の電圧が下がることを利用する。すなわち、VT1 のグリッドバイアスの修正は差として生成され、それは R3 を流れる電流の変化のみよりも大きく、いわゆる一巻の縄で抑留される前にそれほど遠くまではドリフトできない。

この効果を要約すると、この修正回路は、最初は弱い信号に対して最も感度が高くなる初期の浅いバイアスを提供し、入ってくる搬送波が強くなった場合には、必要とされるさまざまな電力を扱える状態に自動的に変化する。

搬送波電流の変化に有効なドリフト修正回路は、前述した電源電圧の変化や真空管や抵抗の製造時の許容誤差により生ずる、よりゆるやかなドリフトの傾向の修正には十分すぎるのは明らかである。

回路の使い方

図 1 の装置を使うには、入力 IP には、アンテナと結合した同調回路または高周波増幅器の出力、またはボリューム付きの蓄音機のピックアップのような低周波装置を接続する。蓄音機のピックアップは、入力回路に直接接続すべきであり、昇圧変成器を使うべきではない。

この装置は、入力の同調回路に無視できる程度の負荷しかかけないので、他の検波装置と比べてダンピングが非常に小さく、選択度が高いという事実を特に強調したい。こうした理由から、図 1 の装置の前段に中和をとった高周波装置がある場合、より重い検波装置に合わせて動作を安定化してあると軽い負荷では適切に安定化されないこともある。

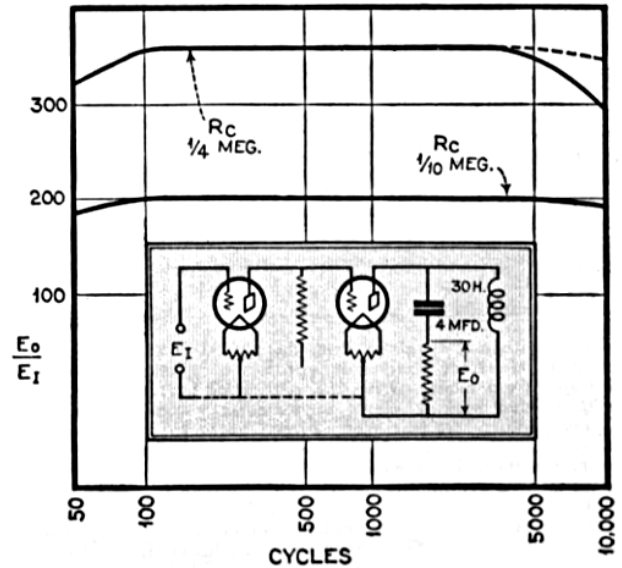


図 2: 直結増幅器の、50 サイクルから 10,000 サイクルにわたる平坦な周波数特性を明示する 2 本の曲線。図中の回路は、この曲線を得るのに使用した出力装置を示している。

装置の効率性は明白

図 2 の 2 つのグラフから、図 1 で詳しく説明した単純な 2 本の真空管を使った装置の効率性についての認識が得られる。対数の横軸と線形の縦軸により、全可聴域の電圧利得が測定されプロットされている。上側のグラフは、図 1 で指定されているように R_c に 250 k Ω を使用した場合で、下側のグラフは、ここまで取り上げていない他の変更と共に R_c を 100 k Ω に下げた場合である。図 2 に重ねてある概略回路図は、これらのグラフを得るための測定に使用した出力装置の詳細を示している。

100 k Ω のグラフは、140 サイクルから 5 キロサイクルまで一様な 208 というかなり大きな利得があり、低域の 50 サイクルでは、わずか 10% の減少が、10 キロサイクルの高域端では、わずか 6% の減少があることを示している。これらの端点の利得低下は、主に出力回路の周波数依存リアクタンスによるものであり、直結増幅器が本質的に持つ理論的な平坦さを立証している。

250 k Ω のグラフは、より大きな 360 という利得 (80% 増) を示し、本質的に 140 サイクルから 3 キロサイクルまで平坦であるが、10 キロサイクルの減少は 16% に

増えている。このより大きな減少は、一部は結合抵抗 R_c の増加に伴う VT2 の内部容量による帰還効果の増加によるものである。単純な帰還の中和によって、この効果を取り除き、グラフの点線で示されるように可聴域をかなり超えても高い利得を維持することができるが、この点については後ほど取り扱う。

直結装置の望ましい特徴は、他の用途にも役立つ。図 1 のドリフト修正回路および自動バイアス調整は、弱い信号を高感度で扱い、強い信号を強力で扱うよう検波回路を適合させる、現在実践されているいわゆるパワー検波によく適合する特徴をもつ。これがどのように行なわれるかを図 3 に示す。この装置が手元にある読者は、その成果をすぐに確認できるだろう。

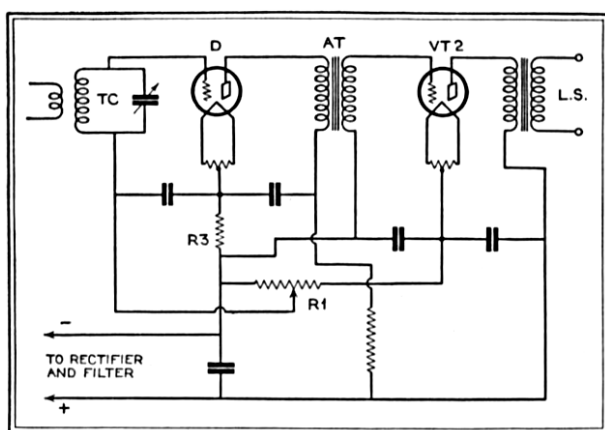


図 3: いわゆるパワー検波回路では、上記の回路のドリフト修正回路と自動バイアス回路の適応に大いに助けられ、弱い信号を高感度で扱い、強い信号を強力で扱う。