

## 第 2 章

# バッファ・アンプと容量性負荷

見  
本

Walt Jung, Walt Kester / 訳: 北村 透

本章では、オーディオ帯域から比較的高速な信号までに対応するバッファ・アンプについて解説していきます。また、バッファ・アンプで容量性の負荷をドライブする場合の問題点と対処法について考察します。

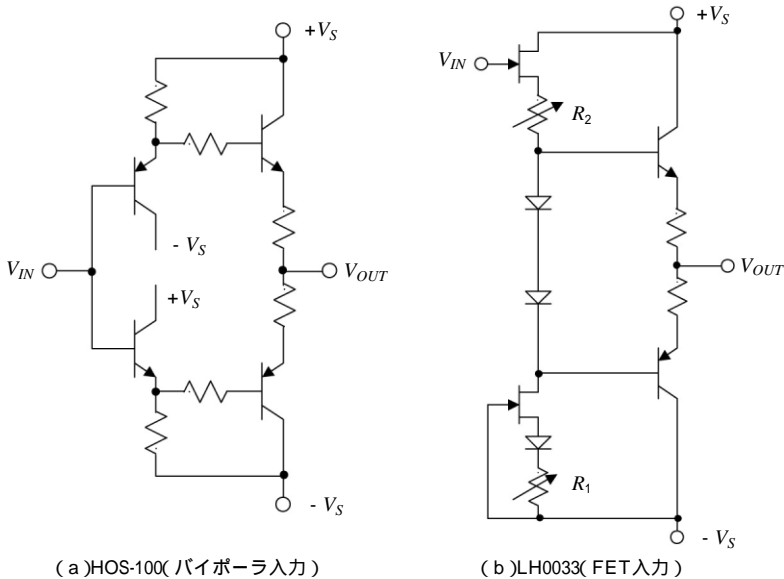
## 2-1 バッファ・アンプ

初期の高速回路では、高速バッファとして単純なエミッタ・フォロワが利用されていました。この頃、バッファ(buffer)とは一般に、ゲイン1(ユニティ・ゲイン)のオープンループ・アンプを意味していました。NPN トランジスタとマッチングしたPNP トランジスタが利用できれば、図2-1(a)に示す単純なエミッタ・フォロワ回路の特性を改善することができます。このコンプリメンタリ回路(complementary circuit)は、一次の直流オフセット電圧の補償<sup>\*21</sup>と100 MHz以上の帯域を実現しています。マッチングの取れていないディスクリートのトランジスタを利用し、トリミングを行わなくとも、オフセット電圧50 mV(代表値)以下が実現できます。この回路の初期の代表的な利用例として、アナログ・デバイゼス社のハイブリッド・アンプHOS-100を挙げることができます。このデバイスは、初期のA-DコンバータやD-Aコンバータ、サンプル&ホールド、マルチプレクサなどを構成する回路ブロックとして利用されました。

高い入力インピーダンスが要求されるときには、図2-1(b)に示すように、デュアル型のFETがコンプリメンタリ・エミッタ・フォロワ回路の前段に利用されます。このバッファ回路は、ナショナル セミコンダクター社(National Semiconductor Corporation)の

\* 21 : 【訳注】初段のトランジスタと出力段のトランジスタの  $V_{BE}$  が互いにオフセット電圧をキャンセルする動作をする。

図2-1 初期のハイブリッド型オープンループ・バッファ・アンプ



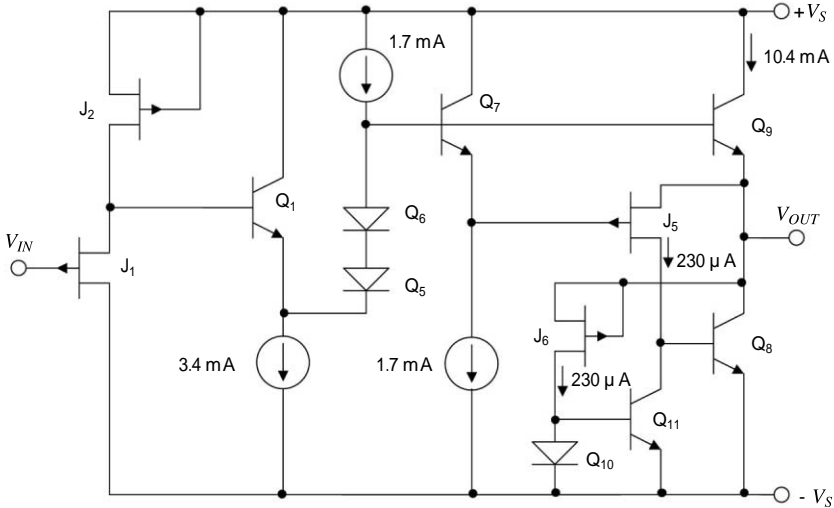
LH0033 やアナログ・デバイゼス社の ADLH0033 に利用されています。ハイブリッド素子であるこれらのデバイスは、厚膜抵抗をレーザ・トリムし、入力オフセット電圧を低減しています。たとえば、図2-1(b)の回路では、最初に  $R_1$  によって特性の揃ったデュアル FET 2N5911 を流れるバイアス電流を調整します。その後、バッファ回路の入出力間オフセット電圧が最小になるように  $R_2$  を調整します。この回路を用いると、100 MHz の帯域と約 -60 dBc 以下という中程度の歪み率が実現できます。しかしながら、500  $\Omega$  以下の負荷を駆動すると、直流および交流の直線性が劣化します。

この機能を最初に完全なモノリシックで実現した IC は、図2-2 に示すプレジジョン・モノリシック社 (Precision Monolithics, Inc.; PMI) の BUF03 です [参考文献(1)参照]。PMI は現在はアナログ・デバイゼス社の一部門になっています。このオープンループ・バッファ IC は  $2V_{p-p}$  振幅で、約 50 MHz の帯域を実現しました。

当時 (1979 年頃) の IC プロセスでは、一般にバッチカル PNP トランジスタは動作が遅く、周波数帯域が制限されていました。そのようなバッチカル PNP トランジスタを利用しない回路構成をとることによって広帯域回路を実現したところが BUF03 の興味深いところです。

この回路で、入力トランジスタ  $J_1$  は、まったく同じサイズと特性の FET  $J_2$  によってバ

図 2-2 モノリシック・オープンループ・バッファ BUF03(1979年発売)



イアスされたソース・フォロワ回路を構成しているため、 $J_1$ のゲート-ソース間電圧は0Vになります。 $J_1$ の出力はエミッタ・フォロワ $Q_1$ に加えられ、ダイオード $Q_5$ と $Q_6$ は、 $Q_1$ と $Q_7/Q_9$ で発生するベース-エミッタ間の電圧降下を補償します。

$Q_7$ に流れる電流は1.7 mAで一定に保たれているため、 $Q_7$ の $V_{BE}$ は一定です。トランジスタ $Q_7$ と $Q_9$ は電流が比例するように設計されており、 $V_{BE}$ が等しいときに $Q_9$ には $Q_7$ の6倍の電流が流れます。負荷電流が変化して $Q_9$ の電流が増減すると、 $Q_9$ の $V_{BE}$ は増減しようとしめます。この変化により $J_5$ のゲート-ソース間電圧が変化し、 $Q_9$ の電流が $Q_7$ の電流の6倍になるように、 $Q_8$ のベース電流を変化させます。負荷電流が $\pm 10$  mAを越えるところまで、この局部的な負帰還回路は動作します。したがって、 $Q_9$ の電流は10.4 mAで一定になるように保持されます(負荷に依存しない)。なぜならば、出力電圧や出力電流が変化しても $Q_9$ の $V_{BE}$ は変化しないからです。

負荷が1 k $\Omega$ で出力電圧が10 Vのとき、トランジスタ $Q_8$ は0.2 mA引き込み、 $Q_9$ は負荷に10 mA、 $J_5$ に0.2 mA、そして $J_6$ に0.2 mA流し流し込みます。出力電圧が-10 Vのとき、トランジスタ $Q_8$ は20.2 mA引き込み、そのため負荷に流れる合計電流は-10 mAになります。約50 MHzのバンド幅(2  $V_{p-p}$  振幅)を実現し、さらにDCオフセット電圧が6 mV(代表値)未満になるようにオンチップのツェナーザップ・トリミングが利用されて

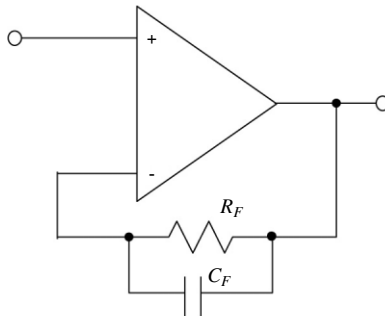
います。

ここまで述べてきたオープンループ・バッファは、広い帯域を実現していますが、負帰還回路の利点を利用できないという問題があります。オープンループ・バッファに、代表的なビデオ回路の負荷インピーダンスである 50 Ω, 75 Ω, 100 Ω などの負荷が接続されると、歪みと DC 特性の劣化が発生します。この解決方法は、適切に補償された広帯域 OP アンプをゲイン 1 のボルテージ・フォロワとして利用することです。初期のモノリシック・アンプではプロセスの制約により、そのような回路構成が困難であったために、オープンループ・バッファが一般的な解決策となっていました。

しかし今日では、ゲイン 1 で安定な OP アンプは電圧帰還型でも電流帰還型でも、すべてフォロワ回路として利用できます。しかしながら汎用 OP アンプは、一般に広い範囲のゲインと、種々の帰還条件で安定になるように補償されています。そのため低ゲイン域で、特にユニティ・ゲインの非反転回路で帯域を犠牲にしている部分があり、通常は外部での補償が必要となります。

一つの解決策は図 2-3 のように、必要とされるクローズドループ・ゲインで安定になるように OP アンプを補償し、同時にゲイン設定用抵抗をチップ上に内蔵することです。このような OP アンプは、内部でバッファを構成しているため、帰還入力の外部端子がないことに注意してください。また、抵抗と補償回路をチップ上に構成することは、寄生要素の影響を減少させることにも役立っています。

図 2-3 初期のゲイン 1 のクローズドループ・モノリシック・バッファ



| AD9620                  | AD9630                  | BUF04   |
|-------------------------|-------------------------|---|
| 電圧帰還型                   | 電圧帰還型                   | 電流帰還型   |
| $G = 1$                 | $G = 1$                 | $G = 1$                                       |
| $BW = 600 \text{ MHz}$  | $BW = 750 \text{ MHz}$  | $BW = 120 \text{ MHz}$                        |
| $V_S = \pm 5 \text{ V}$ | $V_S = \pm 5 \text{ V}$ | $V_S = \pm 5 \text{ V} \sim \pm 15 \text{ V}$ |
| 1990年                   |                         | 1994年   |