

卒業論文

RF イオントラップの性能向上化

平成14年2月

高知工科大学知能機械システム工学科

光物性工学研究室

大政 貴

目次

第1章	序論	1
第2章	ポールトラップの原理	2
第3章	Time-of-Flight(TOF)法について	7
第4章	RF アンプの製作	9
4.1	目的	9
4.2	RF アンプの回路図	9
4.2.1	01 製 RF アンプの電源回路	10
4.2.2	01 製 RF アンプの初段の回路	11
4.2.3	01 製 RF アンプの 2 段目と共振器の回路	12
4.3	01 製 RF アンプのシャーシ	14
4.4	01 製 RF アンプの性能	16
第5章	捕捉寿命の測定	18
5.1	目的	18
5.2	実験機器	18
5.2.1	パルスジェネレーター	18
5.2.2	電子ビーム遮断器	22
5.3	アルゴンガスを使った質量分析	25
第6章	まとめ	28
謝辞		29

参考文献	30
資料 1	31
資料 2	35
資料 3	41
資料 4	48
資料 5	55

第1章 序論

イオントラップとは、真空中に電磁場からなるポテンシャルの罠を仕掛け、イオンを3次元的に閉じ込める技術および装置の総称である¹⁾。トラップポテンシャルを形成する方法には主に二つあり、一つが交流電場を用いるもので、ポールイオントラップ (Paul trap) 又は rf イオントラップ (rf ion trap) と呼ばれている。もう1つの方法は静電場及び静磁場を用いる方法で、ペニングトラップ (Penning trap) と呼ばれている。イオントラップによりイオンは理想的には永久に閉じ込められることになる。

ポールトラップは 1953 年に W. Paul によって考案され、イオントラップを用いたイオンの閉じ込めを行った¹⁾。また D. G. Dehmelt は主にペニングトラップを用いて各種の電子物理実験への応用の道を開いた²⁾。イオントラップを用いた測定の例としては非常に遅い化学反応の測定、イオンの質量の精密測定などがあげられる。レーザー冷却によるドップラーシフトの非常に小さいイオンをトラップして、精度の高い周波数標準機を作る試みもされている。最近では物理・化学・工学に広く応用されている。

本研究ではポールトラップを用いた極微量分析装置の開発を行った。この装置の特徴は、トラップされたイオンを長時間蓄積しておけるため、反応時間の長い現象を壁の影響を受けずに観測ができること、極微量サンプルを使って高感度の質量分析が行えることである。

本実験では木村研究室ですでに使われているイオントラップの性能向上化を目指し、高出力の RF アンプを製作した。このアンプをイオントラップに適用し、テスト実験としてアルゴンイオンをトラップした。さらに、TOF (Time-of-Flight) 法を組み合わせ質量分析を行ない、このアンプの性能を評価した。

第2章 ポールトラップの原理

ポールトラップ本体は、図 2-1 に示すように、リング電極と一対のエンドキャップ電極とからなっている。各電極は Z 軸に対して回転対称である。

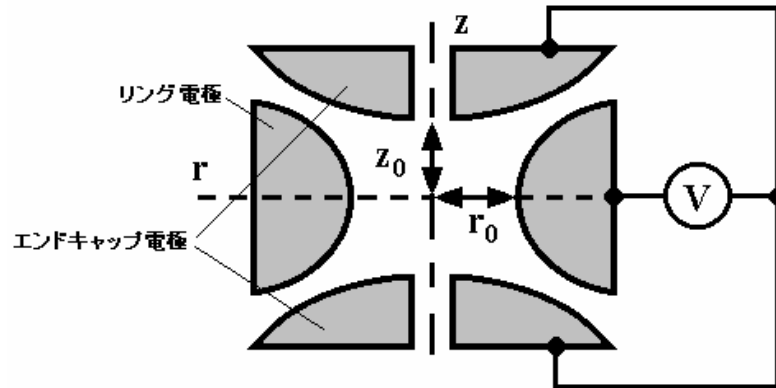


図 2-1 イオントラップ電極（リング電極・エンドキャップ電極は Z 軸に対して回転対称である。）

イオンは、これらの 3 つの電極に囲まれた空間にトラップされる。リング電極内側の最小半径は r_0 、エンドキャップ電極間の最小距離は $2z_0$ である。なお、 r_0 と z_0 の間には次式の関係が成り立っている。

$$r_0^2 = 2z_0^2 \quad (2. 1)$$

この関係により、電極の回転双曲面の漸近面となる円錐面上でのポテンシャルの値がちょうど 0 になる。

リング電極に直流電圧 $+V_{dc}$ を、エンドキャップ電極に $-V_{dc}$ を加えた場合、トラップ空間内でのポテンシャルは次式のようなになる。

$$\psi(r,z) = \frac{V_{dc}}{2r_0^2} (r^2 - 2z^2) \quad (2. 2)$$

$\psi(r,z)$ を r 、 z を軸とする座標系で表すと図 2-2 のようになる。このポテンシャルによる等電位面は原点を中心とする回転双曲面である。

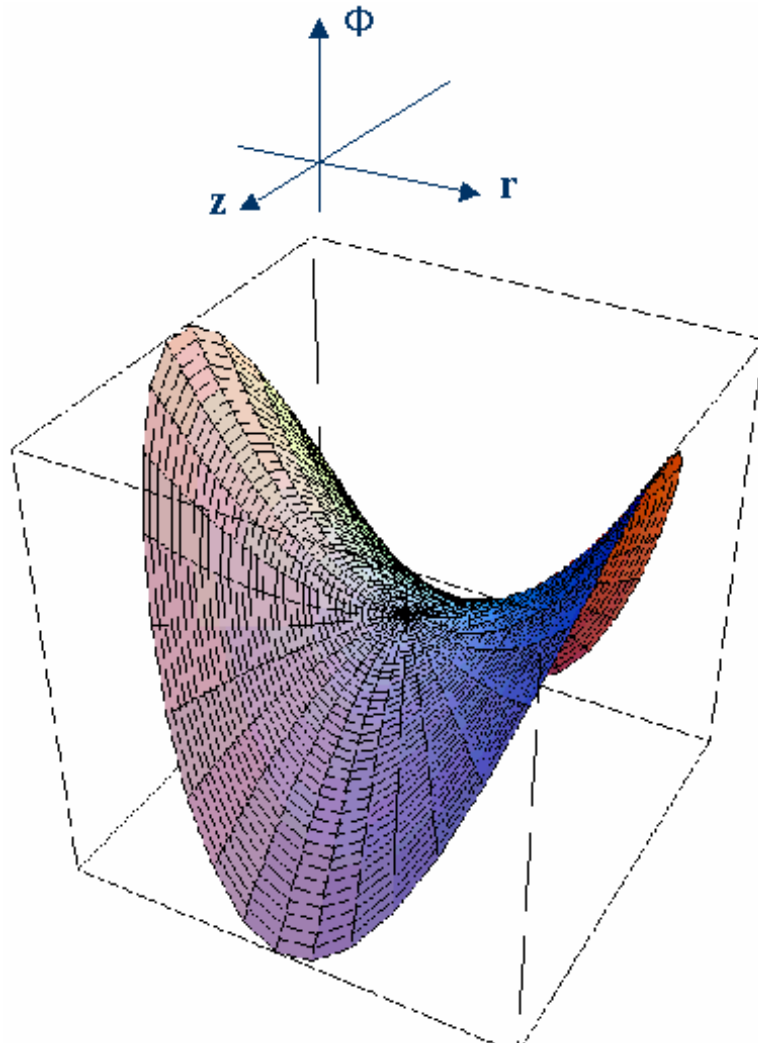


図 2-2 トラップ空間内のポテンシャル（リング電極に $+V_{dc}$ を、2 つのエンドキャップ電極に $-V_{dc}$ を加えた場合）

図 2-2 のポテンシャル内に正の電荷をもつ粒子がある場合、 r 方向については安定してトラップすることができるが、 z 方向には、イオンをトラップ外に逃がす力が作用するので、安定にトラップすることができない。

図 2-3 にイオントラップ内の電場 ($\vec{E} = -\text{grad}(\psi)$) の方向を示した。

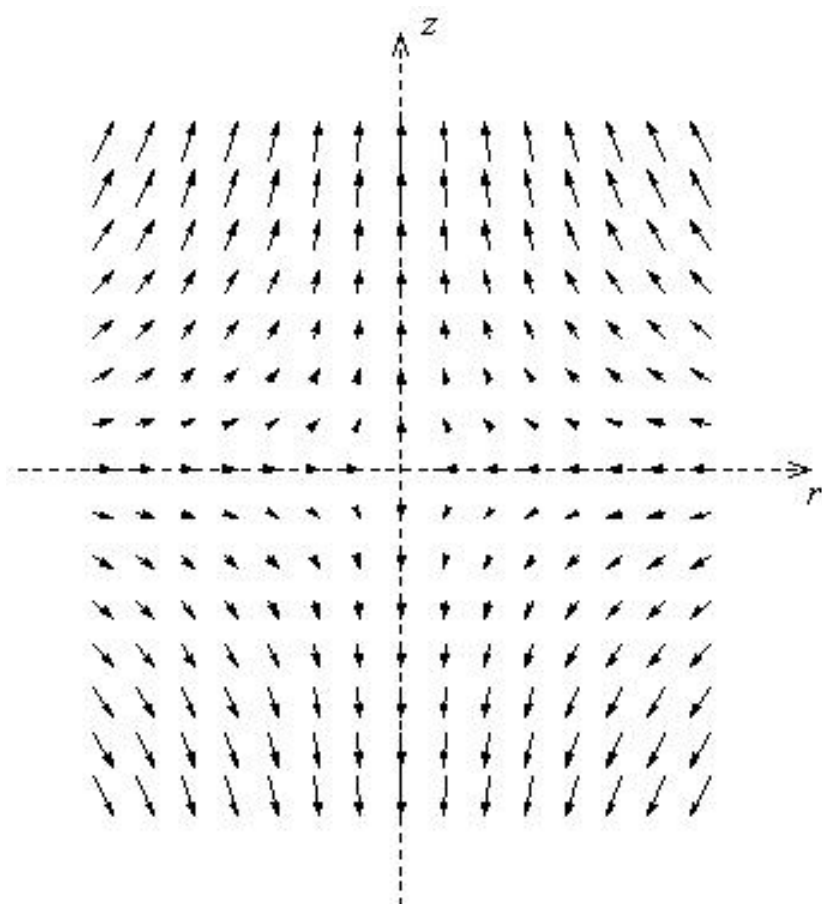


図 2-3 ポテンシャル内での電場の方向

この状態のままでは z 方向に不安定であるので、イオンをトラップすることができない。しかしリング電極とエンドキャップ電極間に逆位相の適当な周波数の交流電圧を加えるとは、 r 方向の電場の向きと z 方向の電場の向きが交流電圧の位相に応じて反転を繰り返し、電場のポテンシャルによりトラップ空間内のイオンをトラップすることができる。

リング電極とトラップ電極の間に角周波数 Ω 、振幅 V_{ac} の交流電圧と直流電圧 V_{dc} を加えると、ポテンシャル $\psi(r, z)$ は、

$$\psi(r, z) = \frac{V_{ac} \cos(\Omega t) + V_{dc}}{2r_0^2} (r^2 - 2z^2) \quad (2. 3)$$

となる。

トラップ内に質量 m ・電荷 e のイオンが1固だけ存在する場合、イオンの運動方程式は、

$$\begin{aligned} \frac{d^2 z}{dt^2} - 2 \frac{V_{ac} \cos(\Omega t) + V_{dc}}{r_0^2} \frac{e}{m} z &= 0 \\ \frac{d^2 r}{dt^2} + \frac{V_{ac} \cos(\Omega t) + V_{dc}}{r_0^2} \frac{e}{m} r &= 0 \end{aligned} \quad (2. 4)$$

となる。

また、式 (2. 4) について、

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{\Omega t}{2} \\ a_z &= -2a_r = \frac{8eV_{dc}}{mr_0^2\Omega^2} \\ q_z &= -2q_r = \frac{4eV_{ac}}{mr_0^2\Omega^2} \end{aligned} \quad (2. 5)$$

と変数変換すると、式 (2. 4) は次のように表すことができる。

$$\frac{d^2 u_i}{d\tau^2} + (a_i - 2q_i \cos 2\tau) u_i = 0 \quad (i = r, z) \quad (2. 6)$$

この方程式を Mathieu の方程式と呼ぶ。

粒子がトラップ内に閉じ込められるかどうか、すなわち、Mathieu の方程式の解が安定であるかどうかは、パラメータ a, q の組み合わせによって決まる。

図 2-4 のグラフは、安定領域を示したものである。式 (2. 6) のパラメータ a, q が図 2-4 の斜線部の安定領域に存在すれば、この Mathieu 方程式は安定解を持つことができ、イオンは安定してトラップされていることになる。つまり、パラメータ a, q を調整して安定領域内にはいるようにすればよい。

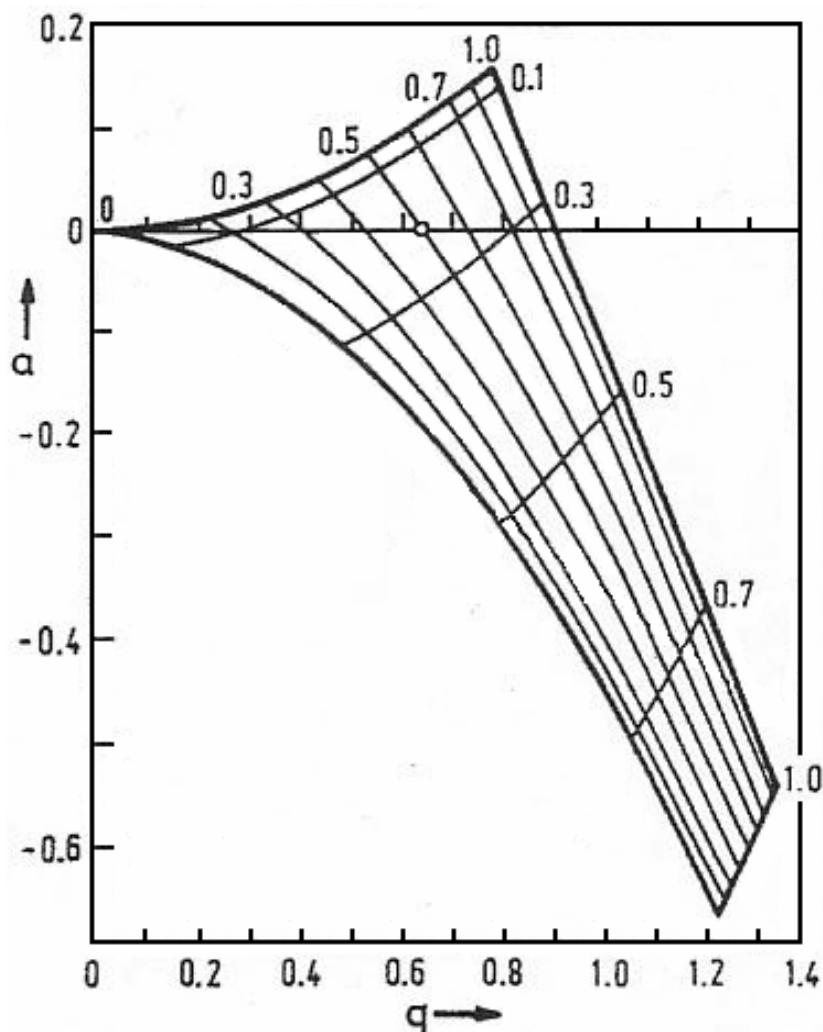


図 2-4 安定領域

一般的に用いられるポールトラップの電極は回転双曲面系であるが、リング電極を円筒に、エンドキャップ電極を平板の形にした電極でもイオントラップの電極として使うことができる³⁾。回転双曲面の電極の内側に接するような円筒形の電極を考えれば、トラップの中心付近では双曲面型の電極と近似的に同様の電位分布が得られる。本実験では円筒形のリング電極と平板形のエンドキャップ電極を用いて実験を行った。

第3章 Time-of-Flight (TOF)法について

一定の運動量を持ったイオンが、一定の距離を通過するのに要する時間を測定することによって、イオンの速度を知ることができる。これを Time-of-Flight (TOF)法という。

図 3-1 (a) にイオントラップ装置の概略図を、(b) に TOF 法のパルスシーケンスを示す。

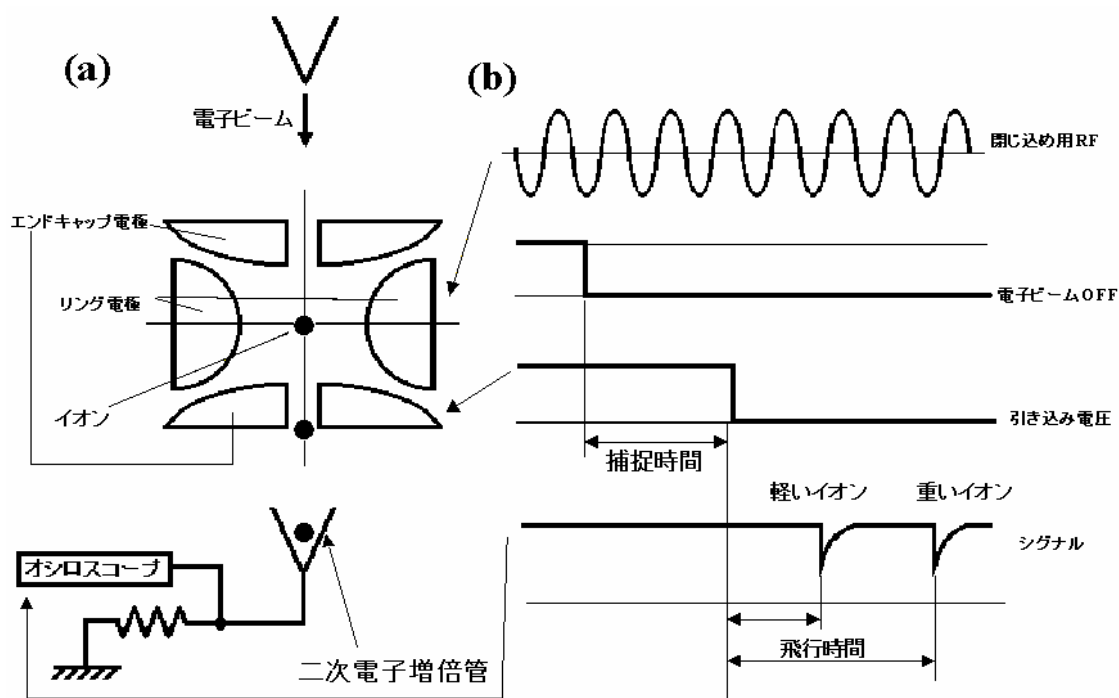


図 3-1 (a) イオントラップ装置の概略 (b) Time-of-Flight 法のパルスシーケンス

図 3-1 (a) の下側のエンドキャップ電極に、イオントラップ内の電場を乱す電圧を加えると、トラップされていたイオンは下のほうに引き出され、イオンの検出器であるセラトロンに到達する。セラトロンにイオンが当たるとセラトロンから二次電子が放出され、二次電子はセラトロンの中を増幅されながらすすむ。二次電子が抵抗を流れると電圧が変化するので、その様子をオシロスコープで観測する。

図 3-1 (b) のパルスシーケンスで示すように、照射していた電子ビームを切った瞬間から、引き込み電圧がかかるまでの時間を「捕捉時間」という。また、引き込み電圧がかかった瞬間から、イオンが検出器であるセラトロンに到達するまでの時間を「飛行時間」という。飛行時間は質量によって異なり、また質量の平方根に比例する。

初速度 $v_0 = 0$ で出発した質量 m のイオンが、平行電場で加速され、距離 d だけ隔た

った地点に到着するまでの時間を考える。

イオンが電場 E から受ける力を F とすると、

$$F = ma = eE \quad (3.1)$$

よって、

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{eE}{m} \quad (3.2)$$

(3.2) 式を積分すると、

$$v = \frac{eE}{m}t + C \quad (C: \text{積分定数}) \quad (3.3)$$

$t=0$ のとき $v_0=0$ より、 $C=0$ となるので、

$$v = \frac{eE}{m}t, \quad (3.4)$$

$$\frac{dx}{dt} = v \quad \text{より} \quad \frac{dx}{dt} = \frac{eE}{m}t,$$

$$x = \frac{eE}{2m}t^2 \quad \text{よって} \quad t = \sqrt{\frac{2mx}{eE}} \quad (3.5)$$

距離 d だけ飛行するのに要する時間を T とすれば、 T は (3.5) 式で $x=d$ を代入することにより求められる。

$$T = \sqrt{\frac{2md}{eE}} \quad (3.6)$$

$$= \alpha \sqrt{m} \quad (\alpha = \sqrt{\frac{2d}{eE}}) \quad (3.7)$$

となり、飛行時間は質量の平方根に比例することがわかる。

第4章 RF アンプの製作

4.1. 目的

イオンをトラップ内にとじこめるために、リング電極に振幅数百ボルトの RF 電圧を加える必要がある。そこで、電圧を増幅するために必要な機器が RF アンプである。2000 年に作られた RF アンプ（以下 00 製 RF アンプ）よりも、高利得で安定した出力が必要なので、本研究で新たに別の RF アンプ（以下 01 製 RF アンプ）を製作した。

4.2. 01 製 RF アンプの回路図

01 製 RF アンプ用の直流電源回路を図 4-1、01 製 RF アンプの回路図を図 4-2・4-3 に示す。この回路図は大阪大学大学院理学研究科の豊田岐聡氏と公文代康祐氏より提供を受けた。

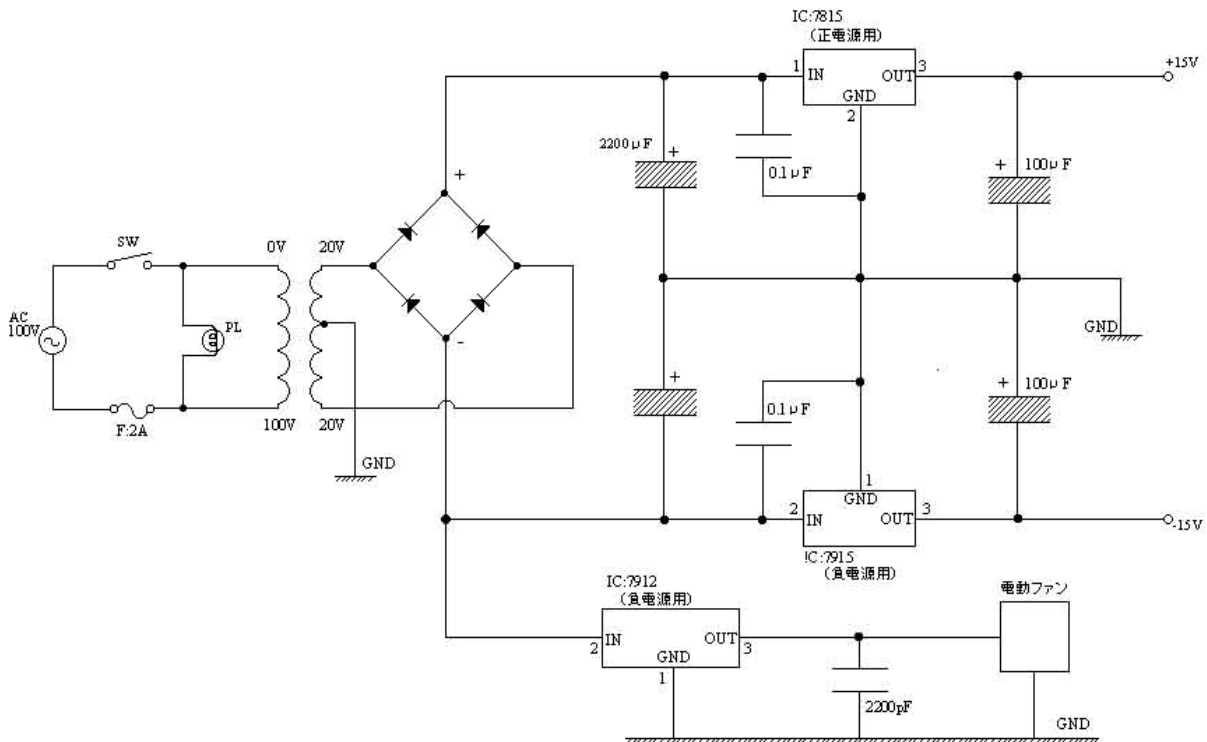


図 4-1 01 製 RF アンプの電源部の回路図

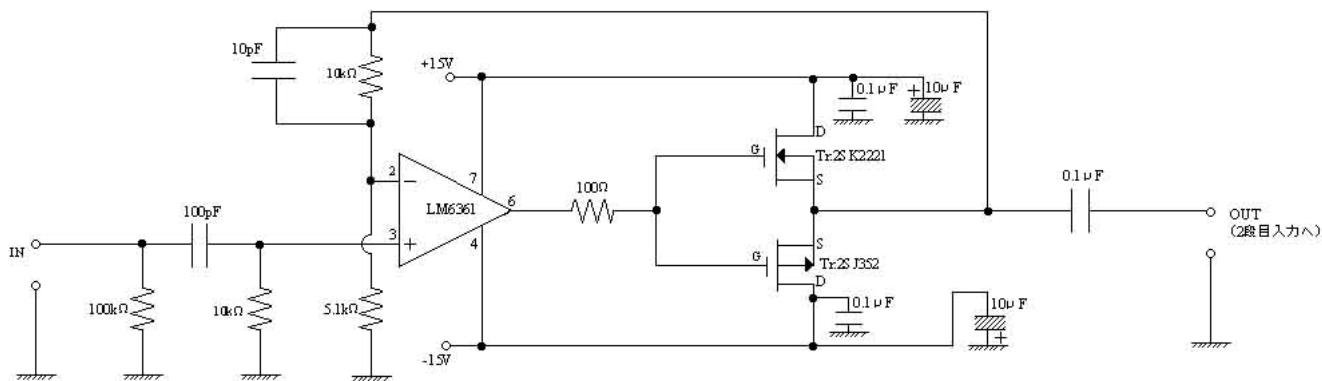


図 4-2 01 製 RF アンプの初段回路図

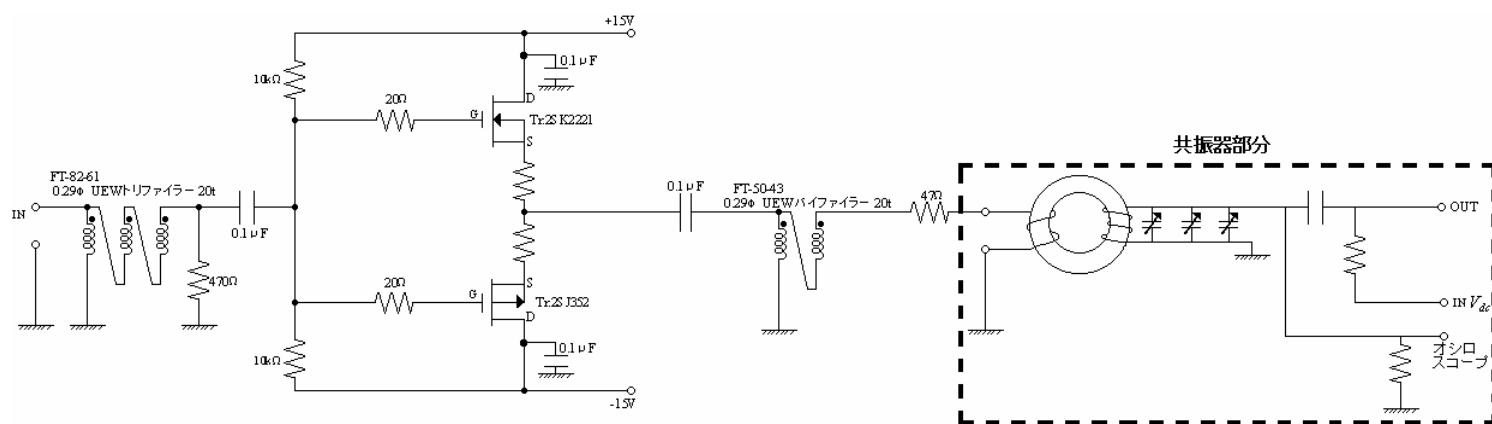


図 4-3 01 年 RF アンプの 2 段目と共振器の回路図

4.2.1 01 製 RF アンプの電源部の回路

交流電圧 100V を、トランスを使って 20V まで降圧する。その後、ダイオードブリッジを使って図 4-4 のように両波整流する。

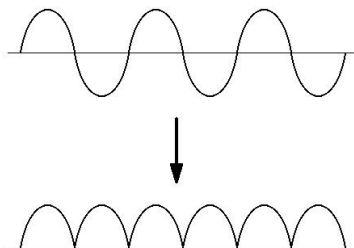


図 4-4

このあと図 4-5 のように、コンデンサで平滑すると直流出力になる。

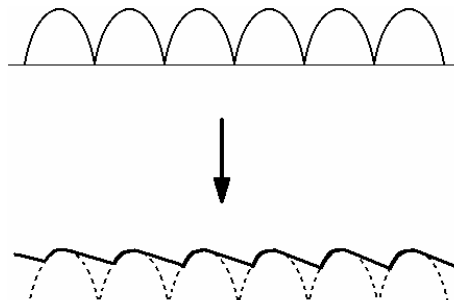


図 4-5

このような出力を、MC7815 に入力することにより、安定した直流電圧+15V を、また MC7915 に入力することによって安定した直流電圧-15V を得ることができる（MC7815, MC7915 の詳しい性能は資料-1 を参照）。

4.2.2 01 年製 RF アンプの初段の回路

この回路の目的は、入力電圧と電流を増幅させるためである。オペアンプとトランジスタの役割をそれぞれ次に示す。

・オペアンプ (LM6361)

オペアンプとは Operational Amplifier(演算増幅器)の略で、理想的には増幅率が無限大の差動増幅器である。オペアンプを使うことで、負帰還をかけることによる増幅作用の他に、さまざまなアナログ信号処理（加算・減算・微分・積分）などが行える⁴⁾。入力と出力が同じ極性になるようにしたネガティブフィードバックを実現する回路が図 4-6 である。

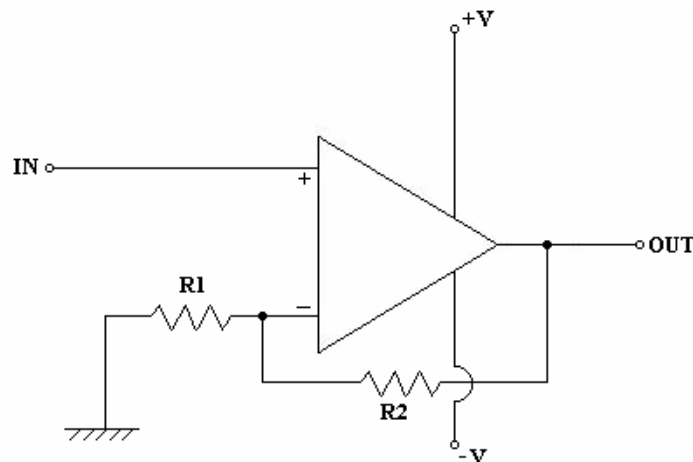


図 4-6 非反転増幅回路

図 4-6 のように、入力と出力が同じ極性になるようにしたネガティブフィードバック回路を非反転増幅回路と呼ぶ。図 4-6 において、出力から入力側に抵抗 R2 を介して出力信号が戻るようになっている。これをフィードバックと呼び、R2 の抵抗を帰還抵抗（フィードバック抵抗）という。また、倍率度 (A) は、

$$A = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1} \quad (4.1)$$

となる。本実験では R1=5.1kΩ、R2=10kΩ の抵抗を使ったので、A は 2.9 となる (LM6361 の詳しい性能は資料-2 を参照)。

・電界効果トランジスタ (2SK2221・2SJ352)

FET と呼ばれる電界効果トランジスタを使用した。電界効果トランジスタとは、入力の電圧に比例して増幅された電流が負荷に流れる。FET の端子名称は、トランジスタのそれとは異なり、ゲート・ソース・ドレインと呼ばれる。また回路記号では、ゲートからソースへの矢印の向きによって P 型と N 型の区別をしている。「P 型」、「N 型」というのは半導体の種別のことである。2SK2221 は N 型であり、2SJ352 は P 型である (2SK2221、2SJ352 の詳しい性能は資料-3 を参照)。

4.2.3 01 製 RF アンプの 2 段目と共振器の回路

この回路の目的は、1 段目で増幅された信号を、さらに 2 段目で電流を増幅させるためである。電流の増幅の方法については、初段の回路と同様である。

共振器部分では、初段と 2 段目によって増幅された信号をコイルの 1 次側に流し、コイルの 2 次側で電圧が増幅され、可変コンデンサでマッチングをとる。コイルと可変コンデンサの役割をそれぞれ次に示し、マッチングについて説明する。

・コイル

電圧を増幅する。巻き数の比によって電圧の増幅率が決まる。

・可変コンデンサ (バリャブルコンデンサ)

可変コンデンサは大きく分けて 2 種類ある。今回使用した可変コンデンサはバリャブルコンデンサで、もう一方にトリマコンデンサがある。バリャブルコンデンサは、シャフトがあり、外からのつまみで静電容量を変えることができるようになっている。マッチングを取るために、可変コンデンサで共振回路の静電容量を調節する。

・マッチングについて

直列 RLC 回路において、リアクタンス X_L と X_C を調整することにより電流の振幅あるいは2乗平均値が最大となった時、直列 RLC 回路は共振をする。一般に2乗平均電流（以下、本節で単に電流という）は

$$I = \frac{V}{Z} \quad (4.2)$$

と書くことが出来る。ここで、 Z はインピーダンスである。方程式

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (4.3)$$

を (4.2) に代入すると、次の関係式が得られる。

$$I = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} \quad (4.4)$$

インピーダンスは電源の振動数に依存するので、RLC 回路に流れる電流もまた振動数に依存する。 $X_L = X_C$ のとき、 $Z = R$ になり、電流は最大値（ピーク値）をとる。これが起こる振動数 ω_0 を回路の共振振動数と呼ぶ。条件 $X_L = X_C$ から

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (4.5)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.6)$$

が得られる。 ω_0 は L と C のみに依存することがわかる。直列 RLC 回路の電流は、加えた電圧が ω_0 で振動をするときに、ピーク値に達する⁵⁾。ゆえに可変コンデンサで C の値を変え、電圧をピーク値にあわせることで、マッチングを合わせることができる。

01 製 RF アンプ装置用のシャーシを図4-7に示す。

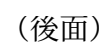
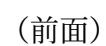


図4-7 01製RFアンプ装置用のシャーシ

実際に作製した装置を図 4-8 に示す。



前面



後面



内部

図 4-8 01 製 RF アンプ装置の写真

主にバール盤を利用して、製図通りの加工をすることができた。

4.4. 01 製 RF アンプの性能

図 4-9 に 00 製 RF アンプの最大出力電圧と、01 製 RF アンプの最大出力電圧を示す。青の波形は 00 製 RF アンプの最大出力電圧を、オレンジの波形は 01 製 RF アンプの最大出力電圧を示している。

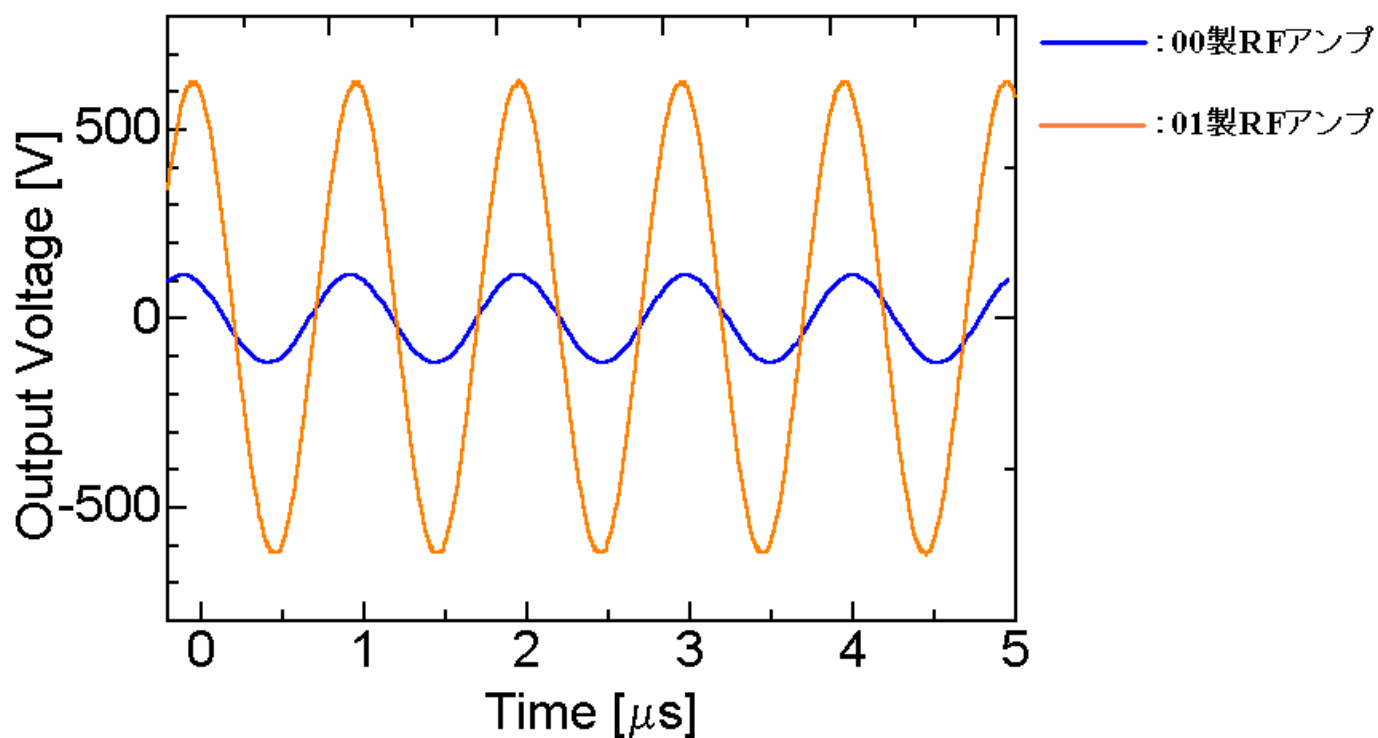


図 4-9 RF アンプの最大出力比較グラフ

最大出力電圧は、00 製 RF アンプが 300Vpp だったのに対し、01 製 RF アンプでは 1200Vpp となっていることがわかる。この結果、前回よりも高出力の RF アンプを製作することができた。

図 4-10 に 01 製 RF アンプの周波数特性を示す。利得 Y の計算には次式を利用した。

$$Y = 20 \times \log\left(\frac{V}{0.7}\right) \quad (4.7)$$

ここで V は出力電圧である。

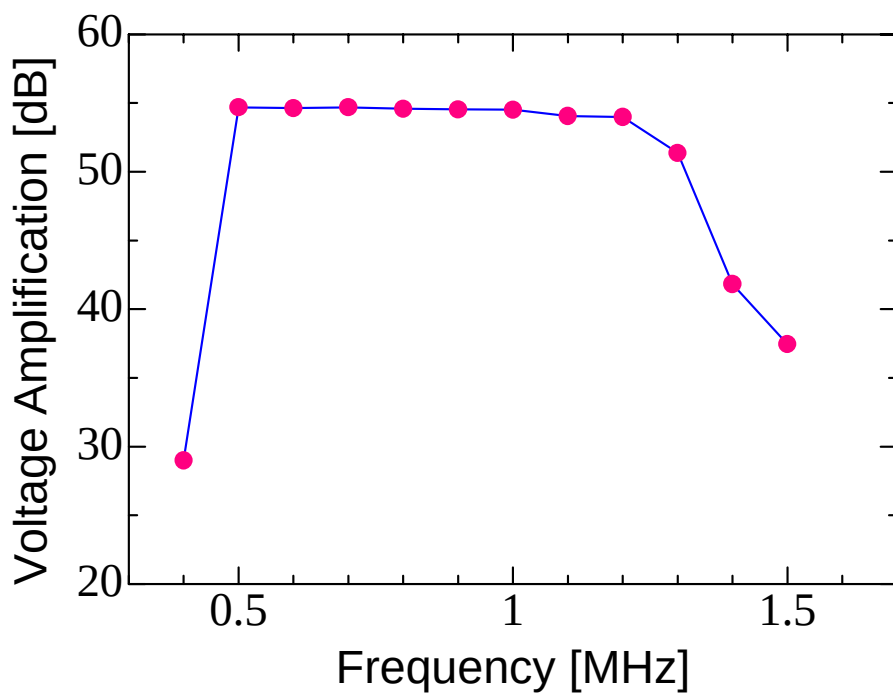


図 4-10 RF アンプの周波数特性のグラフ

01 製 RF アンプは、500kHz～1.2MHz まで、利得が一定の周波数特性を持つことがわかる。利得は 55dB となった。00 製 RF アンプの利得は 52dB だったので、前回の RF アンプよりも高利得で、十分な周波数特性を持った装置を作製することができた。

下記の表に、それぞれの RF アンプの性能を示す。

	最大出力電圧 (V_{pp})	利得 (dB)	帯域 (MHz)
00製RFアンプ	300	52	0.5～1.2
01製RFアンプ	1200	55	0.5～1.2

表：RF アンプの性能比較

第 5 章 捕捉寿命の測定

5.1. 目的

捕捉寿命とは、イオンをトラップ中に捕らえておける時間のことである。イオンは理想では永久に捕らえることができるが、現実ではさまざまな原因により、イオンの捕捉寿命が限られる。そこで、捕捉寿命を測定することにした。

5.2. 実験機器

捕捉寿命の測定のためには、捕捉時間を任意に変化させることが必要である。また、捕捉寿命を測定するためには、サンプルをイオン化するために用いている電子ビームを切らなければならない。

これらのことを行う実験機器が、パルスジェネレーターと、電子ビーム遮断器である。

5.2.1. パルスジェネレーター

パルスジェネレーターとは、パルスの幅を任意に変化させえることが可能な装置である。今回使用したパルスジェネレーターは捕捉時間を $600\ \mu\text{s}$ ～ $18\ \text{s}$ まで変化させることができる。また、RF の位相と引き込み電圧のタイミングとを同期させることが可能である。図 5-1 はパルスジェネレーターの回路図である。

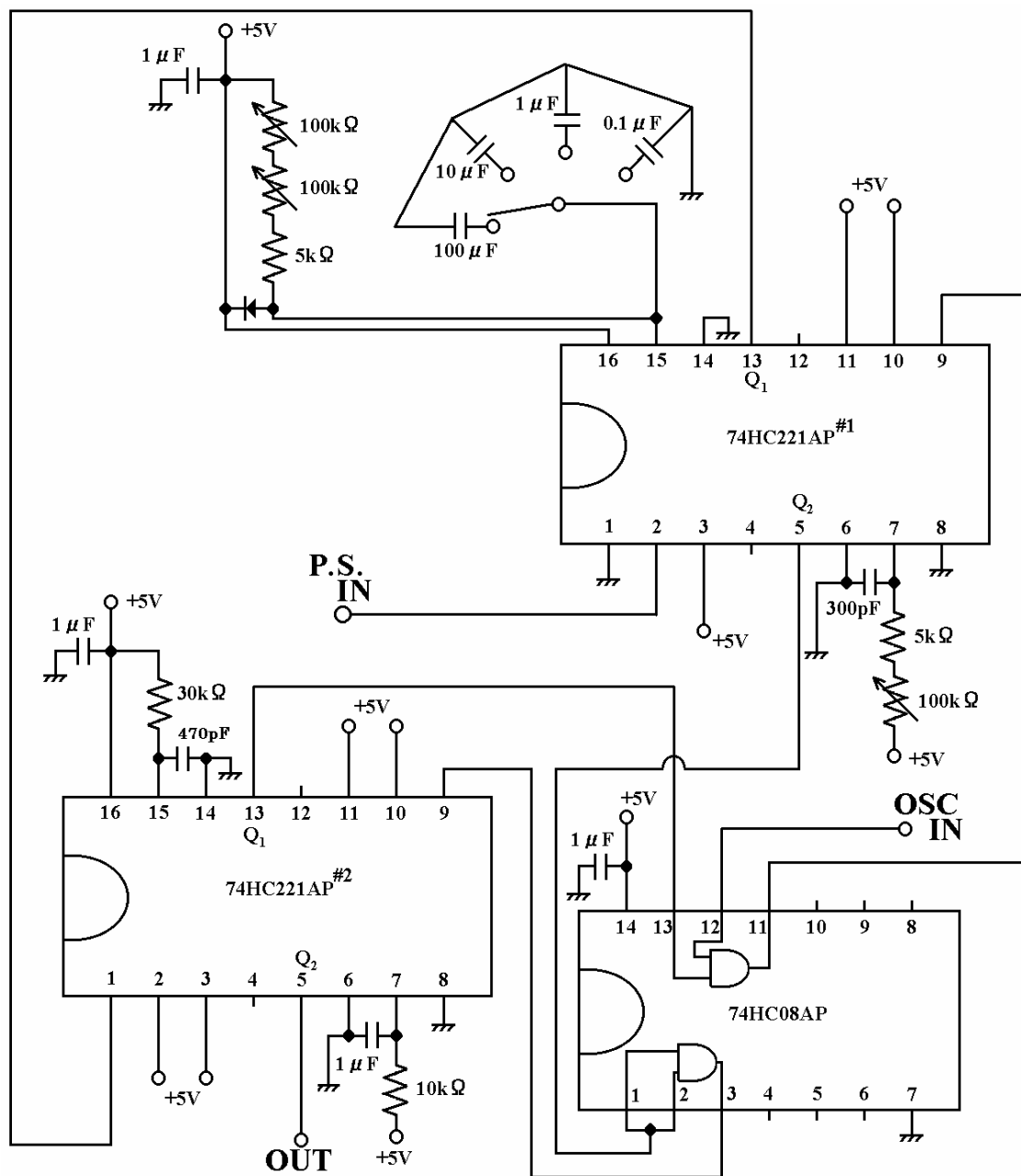


図 5-1 パルスジェネレーターの回路図

74HC221AP は、パルスの幅を可変抵抗で任意に変化させることができる IC である。
 74HC08AP は、2 つのデジタル信号の AND を得る機能を果たしている⁶⁾。AND と
 NAND については図 5-2 に示す（74HC221AP、74HC08AP の詳しい性能は資料-4
 を参照）。

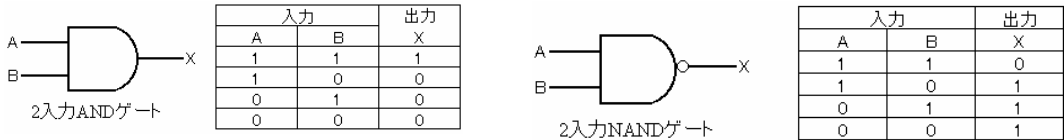


図 5-2 AND ゲートと NAND ゲートの記号論理表

パルスジェネレーターのパルスシーケンスを表すと、図 5-3 のようになる。

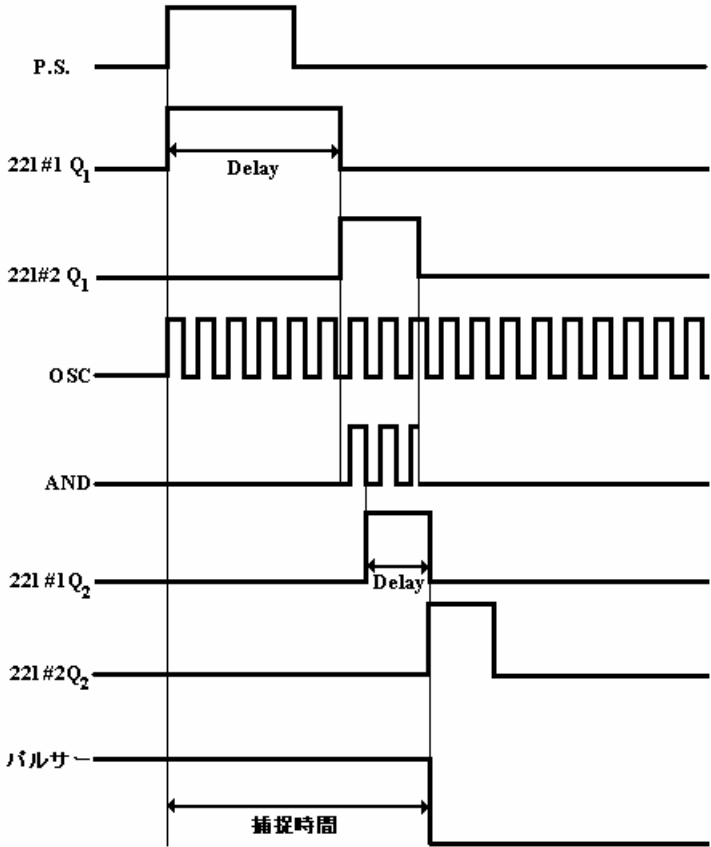


図 5-3 パルスジェネレーターのパルスシーケンス

可変抵抗を調節することでパルスの幅を任意に変化できる。
 実際に取得したパルスシーケンスを図 5-4 に示す。

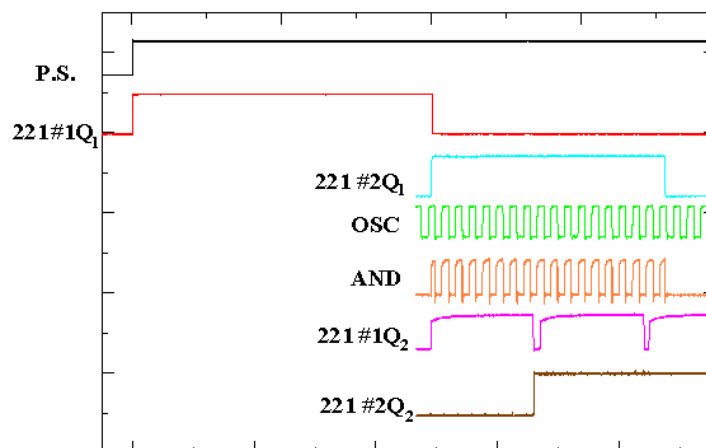


図 5-4 取得したパルスシーケンス

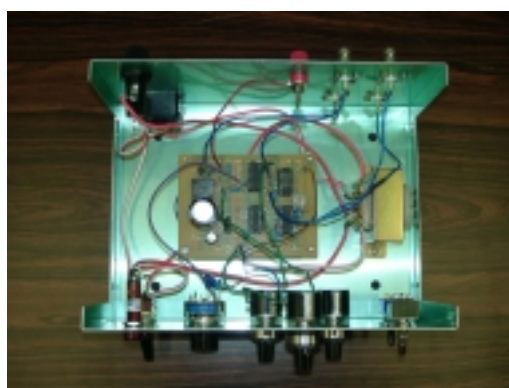
実際に製作した装置を図 5-5 に示す。



前面



後面



回路

図 5-5 パルスジェネレーター

5.2.2 電子ビーム遮断器

電子ビーム遮断器は、 -300V 程度の電圧を電子ビームが通過する場所にかけ、電子ビームを遮断するための装置である。図 5-6 は電子ビーム遮断器の回路図である。

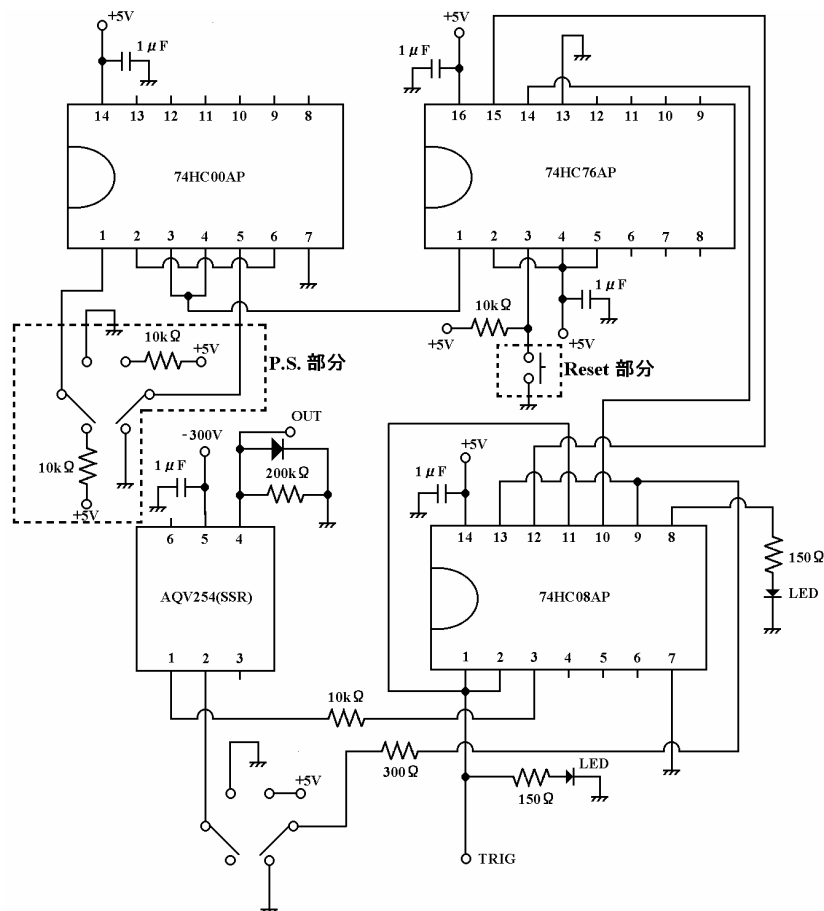


図 5-6 電子ビーム遮断器の回路図

74HC76AP は、フリップフロップを行うために使用している。フリップフロップとは、一定の入力条件によってその時の入力状態を保持して出力し、他の入力条件では、出力が変化しないようになっている⁶⁾。また今回の回路では機械的な接点を使っているので、接点の振動や火花などでチャタリングが起こる。よって乱れた波形を整形するために 74HC00AP を使用している (74HC00AP の詳しい性能は資料-5 を参照)。

Solid-State Relay (SSR) AQV254 は、高い電圧を早い時間で ON, OFF の切り替えを行うことが可能な IC である。直流負荷用 SSR の入出力はフォトランジスタカップラにより絶縁されている。フォトランジスタカップラにより、出力トランジスタを ON, OFF させるため、出力は入力信号に対応した動作となる⁷⁾。

図 5-7 は電子ビーム遮断器のパルスシーケンスを表したものである。

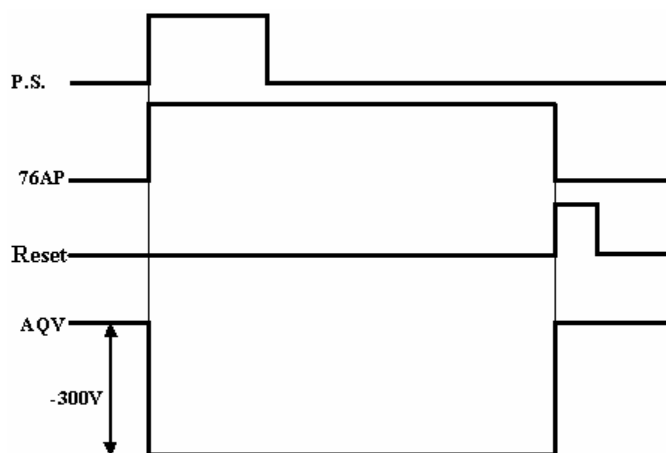


図 5-7 電子ビーム遮断器のパルスシーケンス

実際に取得した遮断電圧のスルーレートを図 5-8 に示す。

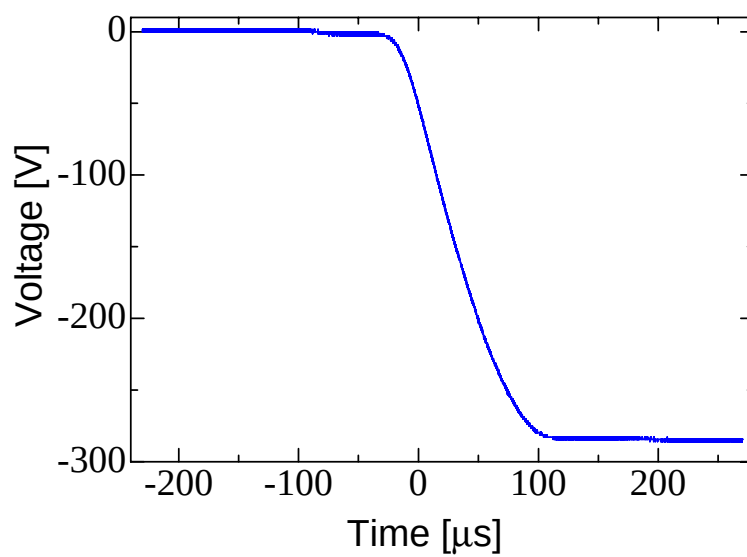


図 5-8 遮断電圧のスルーレート

図 5-8 のように、100 μ s の時間で、0V から -300V まで降圧させていることがわかる。

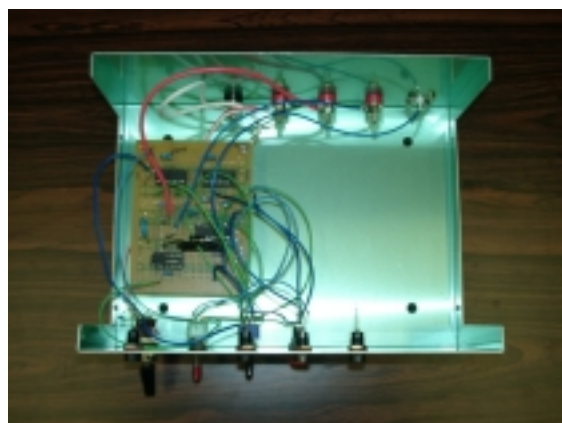
実際に使用した装置を図 5-9 に示す。



前面



後面



回路

図 5-9 電子ビーム遮断器

5.3 アルゴンガスを使った質量分析

01 製 RF アンプと、パルスジェネレーター・電子ビーム遮断器を使い、イオンの捕捉寿命を調べたため、TOF 法による質量分析の実験を行った。チャンバー内に Ar ガスを導入し、真空度を 7.3×10^{-5} Pa に設定し、実験を行った。本実験で使った装置の略図を図 5-10 に示す。

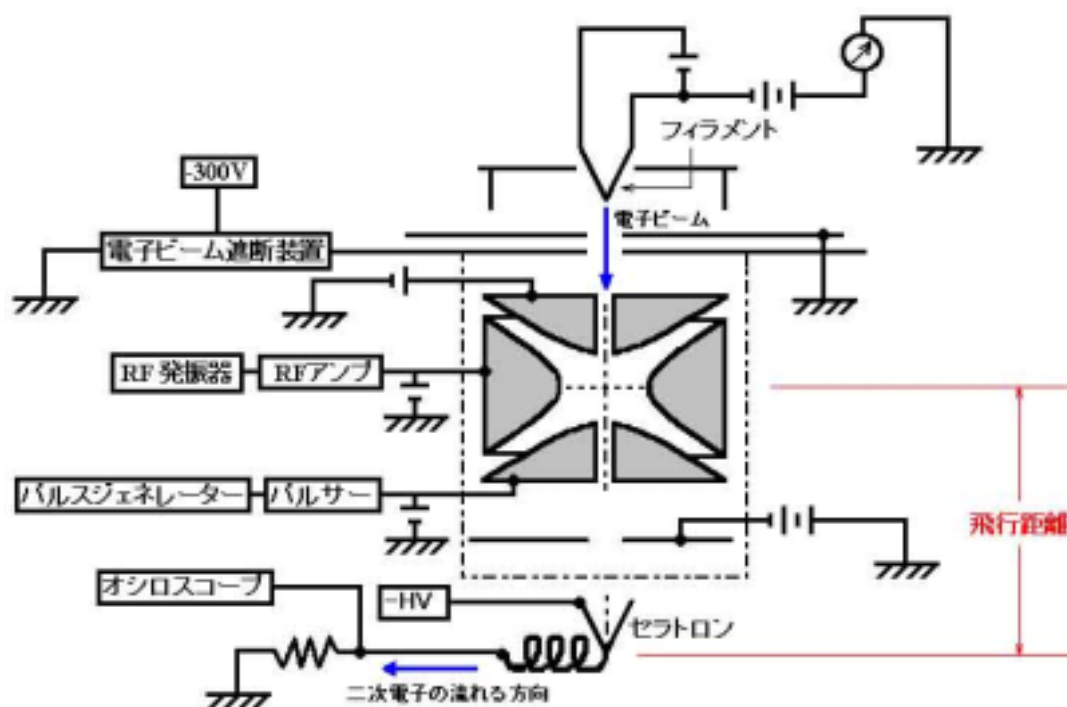


図 5-10 イオントラップ装置の概略図

本実験では、リング電極・エンドキャップ電極を +50V 浮かせた。また、イオン検出器であるセラトロンに -2800V の高電圧を加えた。RF アンプの出力を 320 V_{pp} の 1.3 MHz とし、実験を行った。図 5-11 と図 5-12 に、捕捉時間を 50 ms と 80 ms に設定した時の TOF 法によるアルゴンの質量スペクトルを示す。

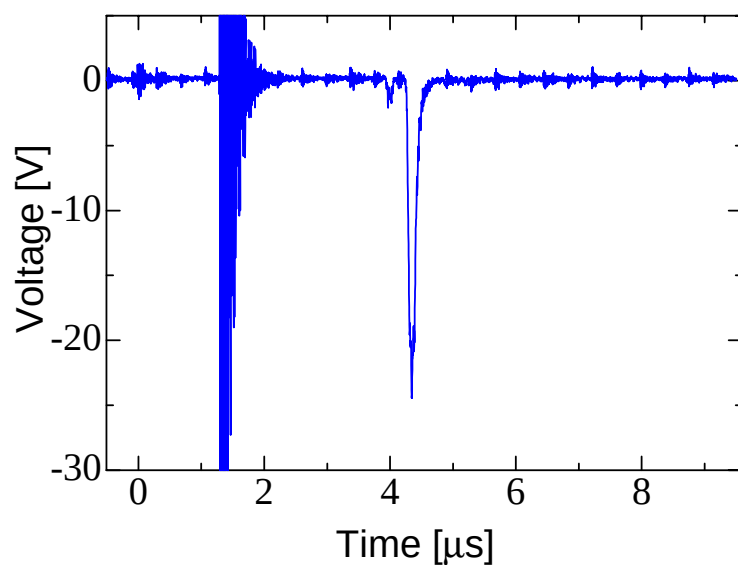


図 5-11 捕捉時間を 50 ms に設定したときのシグナル

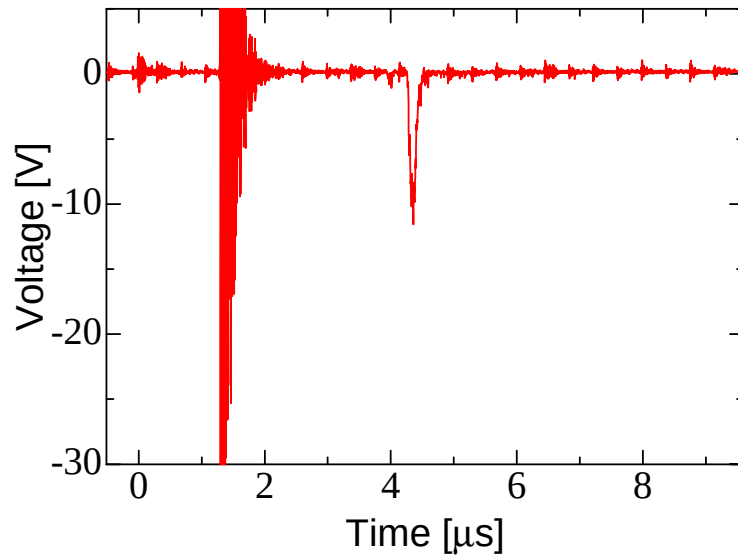


図 5-12 捕捉時間を 80 ms に設定したときのシグナル

図 5-11 と図 5-12 を比較してわかるように、捕捉時間が長くなるほど、シグナルが弱くなることがわかる。

図 5-13 に捕捉時間の長さと、シグナルの強度の関係を示す。

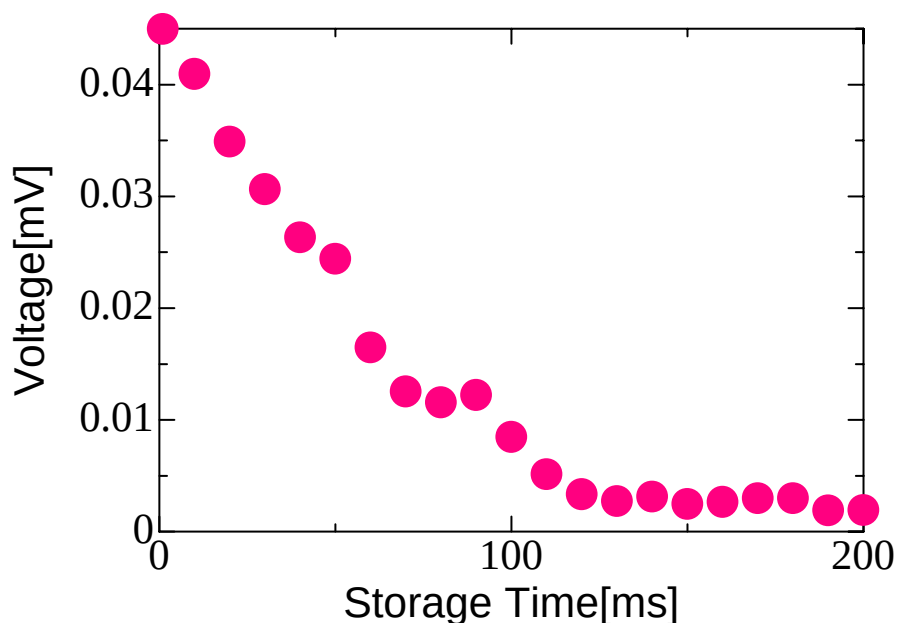


図 5-13 捕捉時間とシグナルの関係

捕捉時間が長くなるとシグナルが弱くなっていくのがわかる。この結果は捕らえていたイオンが徐々に減っていくためである。シグナルは非常に小さいが 01 製 RF アンプを使って、捕捉時間が 200ms までイオンを捕らえることができた。すなわち捕捉寿命は 200ms となった。

期待していた捕捉寿命より短い結果になったが、主な原因として次のことが考えられる。Ar イオンと残留ガスとの電荷移行により、Ar イオンが中性原子となり、Ar をトラップできなくなってしまう。残留ガスはイオン化されるが、安定領域条件を Ar イオンに設定しているので、残留ガスイオンはトラップできない。電荷移行とは、中性原子・分子あるいはそれらのイオンどうしの衝突（反応）において、荷電粒子（主に電子や陽子）が一方から他方へ飛び移ることである。真空中で実験をおこなったが、残留ガスが残っていたため、このような現象が起こり、捕捉寿命が短くなったと考えている。

第6章 まとめ

本実験では、RF アンプの性能向上が目的であり、00 製 RF アンプよりも高利得で、安定な RF アンプを作製することができた。またパルスジェネレーターと電子ビーム遮断器を使用し、01 製 RF アンプをイオントラップに適用して、捕捉寿命の計測を行った。

しかし予想以上に捕捉寿命が短かったため、今後の課題は捕捉寿命の延長である。原因として、01 製 RF アンプの出力波形の乱れ、真空度などがあげられる。対策としては RF アンプの波形を今以上に歪のないものとする事と、真空度や引き込み電圧などを変化させて、いろいろな条件で実験をすることなどが挙げられる。また RF の振幅をこれまでより大きくすることができるので、さまざまなサンプルガスを用いて実験することも今後の課題といえる。

謝辞

終わりにのぞみ終始懇篤な御指導を賜り論文校閲の労をとられた木村正廣教授（現高知工科大学知能機械システム工学科教授）に心から感謝します。また、戸名正英氏（現高知工科大学知能機械システム工学科実験講師）、同研究室院生に貴重な御指導をいただきました。深く感謝しております。

RF アンプの回路図を提供された豊田岐聡氏と公文代康祐氏（現大阪大学大学院理学研究科）に感謝します。

参考文献

- 1) W. Paul : Rev. of Modern Phys., 62, 531 (1990).
- 2) H. G. Dehmelt, Adv. At. & Mol. Phys. 3, 53 (1967).
- 3) M. N. Benilan and C. Audoin : Int. J. Mass Spectrom. Ion Phys., 11, 421 (1973).
- 4) 後閑 哲也：誰でも手軽にできる電子工作入門(技術評論社、2001).
- 5) Raymond A. Serway ・松村 博之 訳：科学者と技術者のための物理学Ⅲ
電磁気学(学術図書出版社、1999).
- 6) 白土 義男：ディジタル回路の手ほどき(日本放送出版協会、1978).
- 7) http://ctlgserv.mew.co.jp/ctlg/acg/jpn/relay/semi_jpn/

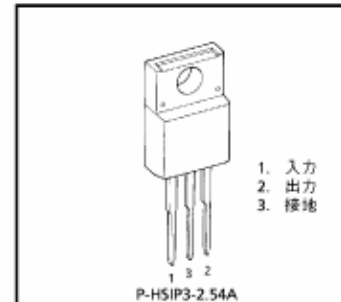
資料 1

TA7805S, TA78057S, TA7806S, TA7807S, TA7808S, TA7809S

5V、5.7V、6V、7V、8V、9V、10V、12V、15V、 18V、20V、24V 3端子正出力固定レギュレータ

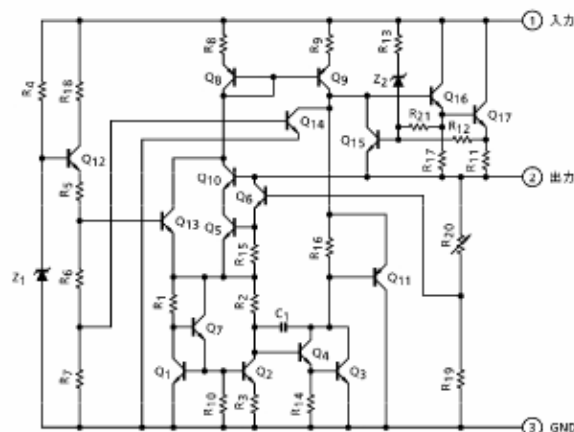
特 長

- CMOS TTLその他デジタルICの電源に最適です。
- 3端子レギュレータですので、外付け部品が少なくて済みます。
- 過電流保護回路、熱しゃ断回路を内蔵しています。
- 出力最大電流は1Aです。
- 外囲器はTO-220相当のアイソレーションパッケージです。



質量：1.7g (標準)

等価回路



最大定格 (Ta = 25°C)

項 目	記 号	定 格	単 位
入 力 電 圧	VIN	35	V
		40	
許 容 損 失	PD	2	W
		20	
動 作 温 度	T _{opr}	-30~85	°C
保 存 温 度	T _{stg}	-55~150	°C
接 合 部 温 度	T _j	150	°C
熱 抵 抗	接合部-ケース間	R _{th(j-c)}	6.25
	接合部-外気間	R _{th(j-a)}	62.5

資料 1

TA7815S

電氣的特性 (特に指定のない場合は、 $V_{IN} = 23V$ 、 $I_{OUT} = 500mA$ 、 $0^{\circ}C \leq T_j \leq 125^{\circ}C$)

項 目	記 号	測定回路	測 定 条 件	最小	標準	最大	単位
出 力 電 圧	V_{OUT}	1	$T_j = 25^{\circ}C$, $I_{OUT} = 100mA$	14.4	15.0	15.6	V
入 力 安 定 度	Reg-line	1	$T_j = 25^{\circ}C$	—	11	300	mV
			$17.5V \leq V_{IN} \leq 30V$	—	3	150	
負 荷 安 定 度	Reg-load	1	$T_j = 25^{\circ}C$	—	12	300	mV
			$5mA \leq I_{OUT} \leq 1.4A$	—	4	150	
出 力 電 圧	V_{OUT}	1	$T_j = 25^{\circ}C$, $17.5V \leq V_{IN} \leq 30V$, $5.0mA \leq I_{OUT} \leq 1.0A$	14.25	—	15.75	V
バ イ ア ス 電 流	I_B	1	$T_j = 25^{\circ}C$, $I_{OUT} = 5mA$	—	4.4	8.0	mA
バ イ ア ス 電 流 変 動	ΔI_B	1	$17.5V \leq V_{IN} \leq 30V$, $I_{OUT} = 5mA$, $T_j = 25^{\circ}C$	—	—	1.0	mA
出 力 雑 音 電 圧	V_{NO}	2	$T_a = 25^{\circ}C$, $10Hz \leq f \leq 100kHz$, $I_{OUT} = 50mA$	—	110	—	μV_{rms}
リ ッ プ ル 圧 縮 度	R.R.	3	$f = 120Hz$, $18.5V \leq V_{IN} \leq 28.5V$, $I_{OUT} = 50mA$, $T_j = 25^{\circ}C$	54	70	—	dB
最小入出力間電圧差	V_D	1	$I_{OUT} = 1.0A$, $T_j = 25^{\circ}C$	—	2.0	—	V
出 力 短 絡 電 流	I_{SC}	1	$T_j = 25^{\circ}C$	—	0.5	—	A
出力電圧温度係数	T_{CVO}	1	$I_{OUT} = 5mA$	—	-2.0	—	mV/ $^{\circ}C$

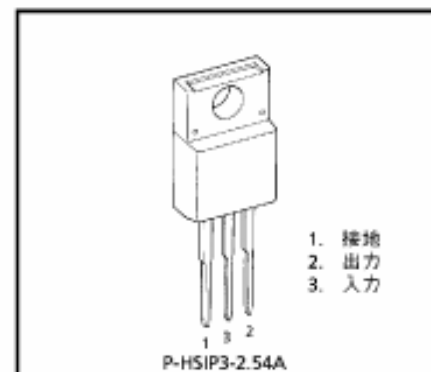
資料1

TA79005S, TA79006S, TA79007S, TA79008S, TA79009S, TA79010S
TA79012S, TA79015S, TA79018S, TA79020S, TA79024S

−5V、−6V、−7V、−8V、−9V、−10V、−12V、
−15V、−18V、−20V、−24V用3端子負出力固定
レギュレータ

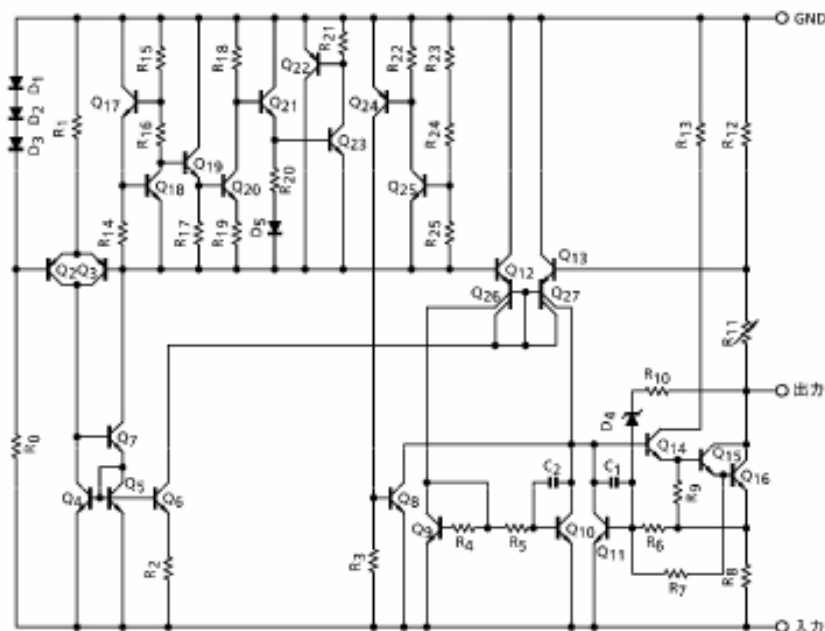
特 長

- CMOS TTLその他デジタルICの電源に最適です。
- 3端子レギュレータですので外付け部品が少なくてすみます。
- 過電流保護回路、熱しゃ断回路を内蔵しています。
- 出力最大電流は1Aです。
- 外固器はTO-220相当のアイソレーションパッケージです。



質量：1.7g (標準)

等価回路



資料 1

最大定格 (Ta = 25°C)

項 目	記 号	定 格	単 位
入 力 電 圧	VIN	- 35	V
		- 40	
許 容 損 失	PD	2	W
		20	
動 作 温 度	T _{opr}	- 30~85	°C
保 存 温 度	T _{stg}	- 55~150	°C
接 合 部 温 度	T _j	150	°C
熱 抵 抗	接合部-ケース間	R _{th(j-c)}	°C / W
	接合部-外気間	R _{th(j-a)}	

TA79015S

電気的特性

(特に指定のない場合は、VIN = -23V、I_{OUT} = 500mA、0°C ≤ T_j ≤ 125°C、C_{IN} = 0.33μF、C_{OUT} = 0.1μF)

項 目	記 号	測定回路	測 定 条 件	最小	標準	最大	単位	
出 力 電 圧	V _{OUT}	1	T _j = 25℃	- 15.6	- 15.0	- 14.4	V	
入 力 安 定 度	Reg-line	1	T _j = 25℃	- 26V ≤ V _{IN} ≤ - 20V	—	14	mV	
				- 30V ≤ V _{IN} ≤ - 17.5V	—	57		
負 荷 安 定 度	Reg-load	1	T _j = 25℃	5mA ≤ I _{OUT} ≤ 1.5A	—	68	mV	
				250mA ≤ I _{OUT} ≤ 750mA	—	25		
出 力 電 圧	V _{OUT}	1	T _j = 25℃	- 30V ≤ V _{IN} ≤ - 17.5V 5mA ≤ I _{OUT} ≤ 1.0A	- 15.75	—	- 14.25	V
バ イ ア ス 電 流	I _B	1	T _j = 25℃	—	4.4	8.0	mA	
バイアス電流 変 動	入 力 ΔI _{BI}	1	- 30V ≤ V _{IN} ≤ - 17.5V, T _j = 25℃	—	—	1.0	mA	
	負 荷 ΔI _{BO}	1	5mA ≤ I _{OUT} ≤ 1.0A, T _j = 25℃	—	—	0.5		
出 力 雑 音 電 圧	V _{NO}	2	T _a = 25℃, I _{OUT} = 20mA, 10Hz ≤ f ≤ 100kHz	—	90	—	μV _{rms}	
リ ッ プ ル 圧 縮 度	R.R.	3	f = 120Hz, I _{OUT} = 20mA, T _j = 25℃	53	60	—	dB	
出 力 短 絡 電 流	I _{SC}	1	T _j = 25℃	—	1.9	—	A	
最小入出力間電圧差	V _D	1	T _j = 25℃, I _{OUT} = 1.0A	—	2.0	—	V	
出力電圧温度係数	T _{CVO}	1	I _{OUT} = 5.0mA	—	2.0	—	mV / °C	

資料 2



National Semiconductor

May 1999

LM6261/LM6361

高速オペアンプ VIP™

概要

LM6361 ファミリーは、たった5mAの電源電流で、スルーレート 300V/μs、および 50MHz の安定したユニティ・ゲインを得ることができ、優れたスピード、およびパワー特性をもつ高速オペアンプシリーズです。単一+5V電源から動作する広い動作電圧範囲を備えているため、省電力化・広ダイナミックレンジに対応しやすく、多様なアプリケーションに適しています。

LM6361 ファミリーは、ナショナルセミコンダクター社の全く新しいプロセス・テクノロジーである VIP™(Vertically Integrated PNP)プロセスを用い、相互に補完する高速 NPN/PNP トランジスタを集積したものです。従来の高速オペアンプに多く用いられている高価で複雑な誘電体分離プロセスを省き、当社独自の先進的な接合分離プロセスを用いることにより、低価格・高速度に優れたオペアンプを実現しました。

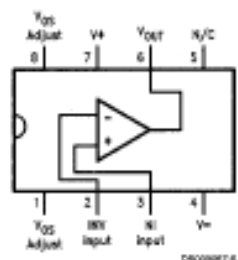
特長

- 高スルーレート
- 高ユニティ・ゲイン周波数
- 低消費電流
- 高速セトリング・タイム
- 低微分利得
- 低微分位相
- 広い電源電圧範囲
- 無限容量性負荷でも安定
- 良好な動作で使いやすい

アプリケーション

- ビデオ・アンプ
- 高周波フィルタ
- 広帯域信号処理など
- レーダ
- ソナー

ピン配置図



See NS Package Number
N08E or M08A

300V/μs 50MHz 5mA 120ns (0.1%) < 0.1% 0.1° 4.75V ~ 32V	LM6261/LM6361 高速オペアンプ VIP™
--	--

製品情報

Temperature Range		Package	NSC Drawing
Industrial -25°C ≤ T _A ≤ +85°C	Commercial 0°C ≤ T _A ≤ +70°C		
LM6261N	LM6361N	8-Pin Molded DIP	N08E
LM6261M	LM6361M	8-Pin Molded Surface Mt.	M08A

VIP™はナショナルセミコンダクター社の商標です。

資料 2

LM6261/LM6361

絶対最大定格 (Note 12)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。
関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照下さい。

実装法と製品信頼性上における効果を参照ください。

電源電圧 ($V^+ \sim V^-$)	36V	保存温度範囲	$-65^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$
差動入力電圧 (Note 8)	$\pm 8\text{V}$	最大接合部温度	150°C
同相入力電圧範囲 (Note 10)	$(V^+ - 0.7) \sim (V^- + 0.7\text{V})$	ESD 耐圧 (Note 6, 7)	$\pm 700\text{V}$
グランドへの出力短絡時間 (Note 1)	連続	動作定格 (Note 12)	
ハンダ付け条件		動作温度範囲 (Note 2)	
デュアルイン・ライン・パッケージ (N)		LM6261	$-25^\circ\text{C} \leq T_j \leq +85^\circ\text{C}$
ハンダ付け (10 秒)	260°C	LM6361	$0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +70^\circ\text{C}$
SO パッケージ (M)		電源電圧範囲	$+4.75\text{V} \sim +32\text{V}$
ペーパーフェーズ法 (60 秒)	215°C		
赤外線法 (15 秒)	230°C		

? その他の実装法についてはアプリケーションノート AN-450 を参照

DC 電気的特性

? 特記のない限り、すべての値は電源電圧 $\pm 15\text{V}$ 、 $V_{\text{OS}} = 0\text{V}$ 、 $R_L \geq 100\text{k}\Omega$ 、 $R_S = 50\Omega$ に対して適用されます。本文字表記のリミット値は $T_j = T_{\text{min}} \sim T_{\text{max}}$ の範囲に対して適用されます。その他のリミット値はすべて $T_j = 25^\circ\text{C}$ に対して適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM6261	LM6361	Units
				Limit (Note 3)	Limit (Note 3)	
V_{OS}	Input Offset Voltage		5	7 9	20 22	mV Max
V_{OS} Drift	Input Offset Voltage Average Drift		10			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_b	Input Bias Current		2	3 5	5 6	μA Max
I_{OS}	Input Offset Current		150	350 600	1500 1900	nA Max
I_{OS} Drift	Input Offset Current Average Drift		0.4			nA/ $^\circ\text{C}$
R_{IN}	Input Resistance	Differential	325			k Ω
C_{IN}	Input Capacitance	$A_V = +1 @ 10\text{ MHz}$	1.5			pF
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ (Note 9)	750	550 400	400 350	V/V Min
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ (Note 9)	2900			V/V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	Supply = $\pm 15\text{V}$	+14.0 -13.2	+13.9 -12.9 -12.7	+13.8 -12.8 -12.7	Volts Min Volts Min
		Supply = $+5\text{V}$ (Note 4)	4.0 1.8	3.9 2.0 2.2	3.8 2.1 2.2	Volts Min Volts Max
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$-10\text{V} \leq V_{\text{CM}} \leq +10\text{V}$	94	80 75	72 70	dB Min
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$\pm 10\text{V} \leq V^+ \leq \pm 16\text{V}$	90	80 75	72 70	dB Min

資料 2

DC 電気的特性 (つづき)

? 特記のない限り、すべての値は電源電圧 = $\pm 15V$ 、 $V_{CM} = 0V$ 、 $R_L \geq 100k\Omega$ 、 $R_F = 50\Omega$ に対して適用されます。太文字表記のリミット値は $T_J = T_{MIN} - T_{MAX}$ の範囲に対して適用されます。その他のリミット値はすべて $T_J = 25^\circ C$ に対して適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM6261	LM6361	Units
				Limit (Note 3)	Limit (Note 3)	
V_O	Output Voltage Swing	Supply = $\pm 15V$ and $R_L = 2 k\Omega$	+14.2	+13.5 +13.3	+13.4 +13.3	Volts Min
			-13.4	-13.0 -12.8	-12.9 -12.8	Volts Min
		Supply = $+5V$ and $R_L = 2 k\Omega$ (Note 4)	4.2	3.5 3.3	3.4 3.3	Volts Min
			1.3	1.7 1.9	1.8 1.9	Volts Max
	Output Short Circuit Current	Source	65	30 25	30 25	mA Min
		Sink	65	30 25	30 25	mA Min
I_O	Supply Current		5.0	6.5 6.7	6.8 6.9	mA Max

AC 電気的特性

? 特記のない限り、すべての値は電源電圧 = $\pm 15V$ 、 $V_{CM} = 0V$ 、 $R_L \geq 100k\Omega$ 、 $R_F = 50\Omega$ に対して適用されます。太文字表記のリミット値は $T_J = T_{MIN} - T_{MAX}$ の範囲に対して適用されます。その他のリミット値はすべて $T_J = 25^\circ C$ に対して適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM6261	LM6361	Units
				Limit (Note 3)	Limit (Note 3)	
GBW	Gain-Bandwidth Product	@ $f = 20 \text{ MHz}$	50	40 35	35 32	MHz Min
		Supply = $\pm 5V$	35			MHz
SR	Slew Rate	$A_V = +1$ (Note 8)	300	200 180	200 180	V/ μs Min
		Supply = $\pm 5V$ (Note 8)	200			V/ μs
PBW	Power Bandwidth	$V_{OUT} = 20 V_{pp}$	4.5			MHz
t_s	Settling Time	10V Step to 0.1% $A_V = -1$, $R_L = 2 k\Omega$	120			ns
ϕ_m	Phase Margin		45			Deg
A_D	Differential Gain	NTSC, $A_V = +4$	<0.1			%
ϕ_D	Differential Phase	NTSC, $A_V = +4$	0.1			Deg
$e_{n,p-p}$	Input Noise Voltage	$f = 10 \text{ kHz}$	15			nV/ $\sqrt{Hz}$
$i_{n,p-p}$	Input Noise Current	$f = 10 \text{ kHz}$	1.5			pA/ $\sqrt{Hz}$

Note 1: 温度上昇時における出力短絡時の連続動作では、最大許容接合部温度 $150^\circ C$ を超えることになるので、定格を熱抵抗に基づき低減しなければなりません。

Note 2: 接合部-周囲温度における熱抵抗: モールド・プラスチック DIP では $105^\circ C/W$ 、モールド・プラスチック SO(M)パッケージでは $155^\circ C/W$ 。すべての数字は、プリント回路板に直接ハンダ付けされた場合のものです。

Note 3: リミット値は試験または信頼により保証されます。

Note 4: 単一電源動作時には、次の条件が適用されます: $V^+ = 5V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = 2.5V$ 、 $V_{OUT} = 2.5V$ 。ピン 1 とピン 8 V_{OS} 調整は、最大出力振幅を実現するためにそれぞれピン 4 (V⁻) に接続されます。これは V_{OS} 、 V_{CM} ドリフト、そして入力電圧ノイズを悪化させます。

Note 5: $C_L \leq 5pF$ 。

資料 2

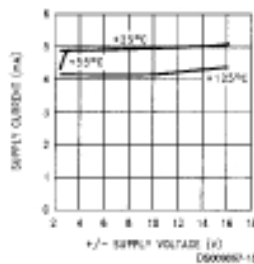
LM6261/LM6361

AC 電気的特性 (つづき)

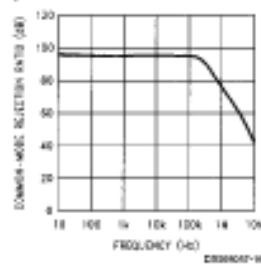
- Note 6:** 最適なAC特性を実現するために、入力段は保護クランプなしで設計されています。最大差動入力電圧を超えると、入力トランジスタの1つのベース・エミッタ接合部の逆降伏を生じます。また、入力パラメータ (特に V_{DS} 、 I_{DS} 、およびノイズ) にも悪影響を与えます。
- Note 7:** 最も低いピンの組合せ (ピン2、またはピン3を含む) でも耐えることができ、なおかつデータシートの規格値に適合する平均電圧。使用した試験回路は、人体モデルに基づき、直列抵抗 1500Ωと100pFのコンデンサから成る回路を使用し、各端子に放電させます。
- Note 8:** $V_{DS} = 8V$ ステップ、 $V^+ = \pm 5V$ については、 $V_{DS} = 5V$ ステップ。
- Note 9:** 電圧利得は、全出力振幅 (30V) をその振幅を発生させるのに必要な入力信号で割ったものです。
- Note 10:** V^+ といずれかの入力端子間での電圧は、30V を超えてはいけません。
- Note 11:** 省略
- Note 12:** 「絶対最大定格」とは、デバイスが破壊する可能性のあるリミット値をいいます。「動作定格」とは、デバイスが機能する条件を示しますが、特定の性能リミット値を保証するものではありません仕様および試験条件の保証値に関しては、「電気的特性」を御参照下さい。

代表的な性能特性 (特記のない限り、 $R_L = 10k\Omega$ 、 $T_A = 25^\circ C$)

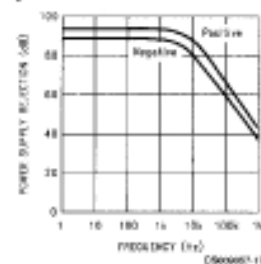
Supply Current vs Supply Voltage



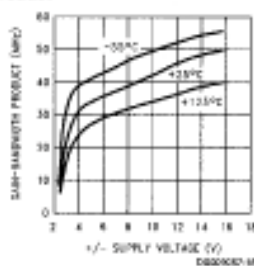
Common-Mode Rejection Ratio



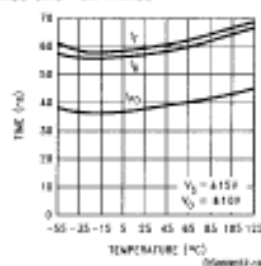
Power Supply Rejection Ratio



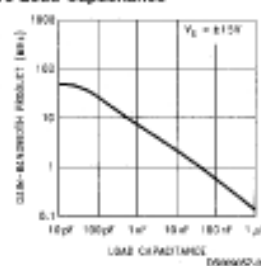
Gain-Bandwidth Product



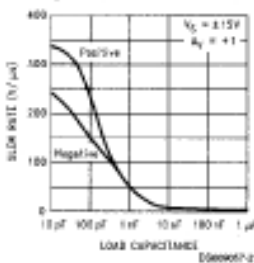
Propagation Delay Rise and Fall Times



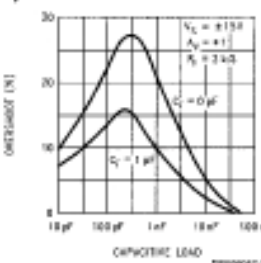
Gain-Bandwidth Product vs Load Capacitance



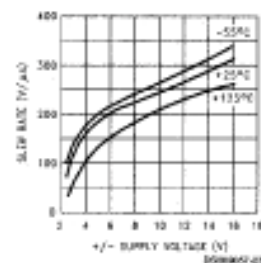
Slew Rate vs Load Capacitance



Overshoot vs Capacitive Load



Slew Rate

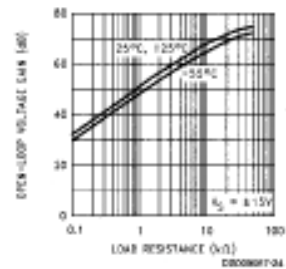


資料2

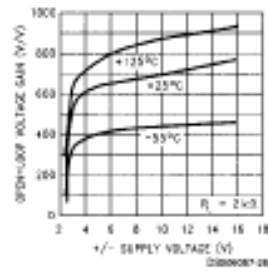
代表的な性能特性 (特記のない限り、 $R_L = 10\text{k}\Omega$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (つづき))

†

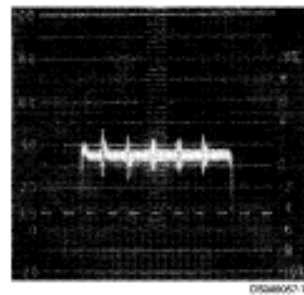
Voltage Gain
vs Load Resistance



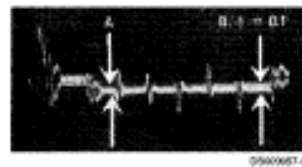
Gain vs Supply Voltage



Differential Gain (Note 13)

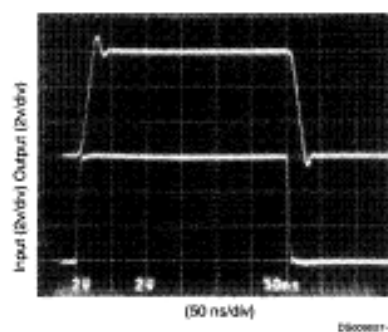


Differential Phase (Note 13)



Note 13: LM6321 バッファを直列に接続し、ユニティ・ゲイン・フォロワとして構成された LM6361 オペアンプを 4 つ直列接続とし、測定した微分利得、および微分位相。LM6321 で加わる誤差は無視できます。この測定は、テクトロニクス社の Type520 NTSC テスト・システムを使用して測定されたものです。

Step Response; $A_v = +1$

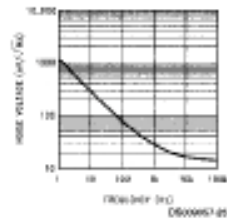


資料 2

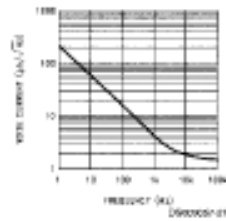
LM6261/LM6361

代表的な性能特性 (特記のない限り, $R_L = 10k\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (つづき))

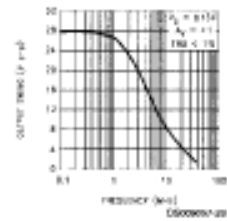
Input Noise Voltage



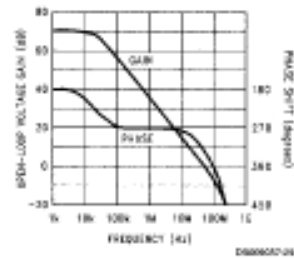
Input Noise Current



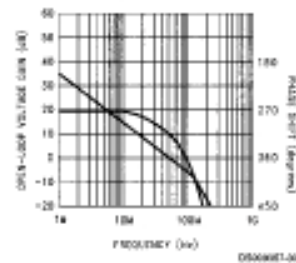
Power Bandwidth



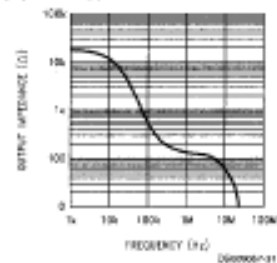
Open-Loop Frequency Response



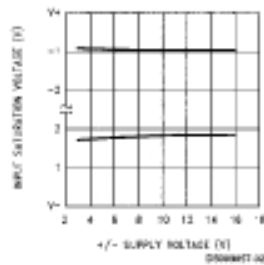
Open-Loop Frequency Response



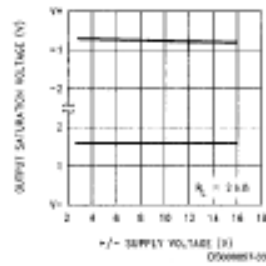
Output Impedance (Open-Loop)



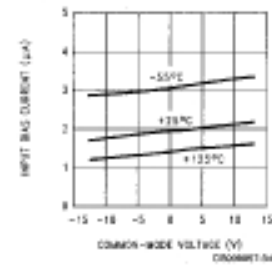
Common-Mode Input Saturation Voltage



Output Saturation Voltage



Bias Current vs Common-Mode Voltage



資料 3

2SK2220, 2SK2221

シリコン N チャンネル MOS FET

低周波・高周波電力増幅、高速度電力スイッチング

2SJ351, 2SJ352 とコンプリメンタリペア

HITACHI

ADJ-208-998 (Z)

第 1 版

2000.09

特 長

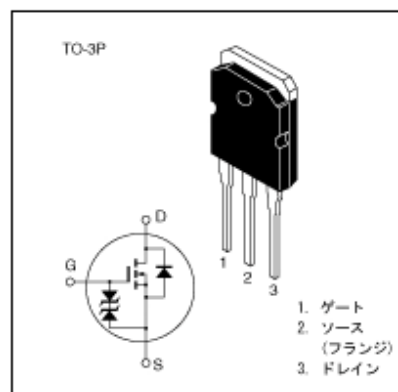
- 周波数特性が優れている
- スイッチングスピードが速い
- 安全動作領域 (ASO) が広い
- エンハンスメント特性
- コンプリメンタリ性が高い
- ゲート保護ダイオード内蔵
- オーディオアンプ出力、モータコントロールなどに最適

絶 対 最 大 定 格

(Ta = 25 °C)

項 目	記号	定格値	単位
ドレイン・ソース電圧 2SK2220	V _{DSX}	180	V
ドレイン・ソース電圧 2SK2221	V _{DSX}	200	V
ゲート・ソース電圧	V _{GSS}	20	V
ドレイン電流	I _D	8	A
連ドレイン電流	I _{DR}	8	A
許容チャネル損失	P _{ch} ¹⁾	100	W
チャネル温度	T _{ch}	150	°C
保存温度	T _{stg}	-55~+150	°C

注) 1. Tc = 25 °C における許容値



資料 3

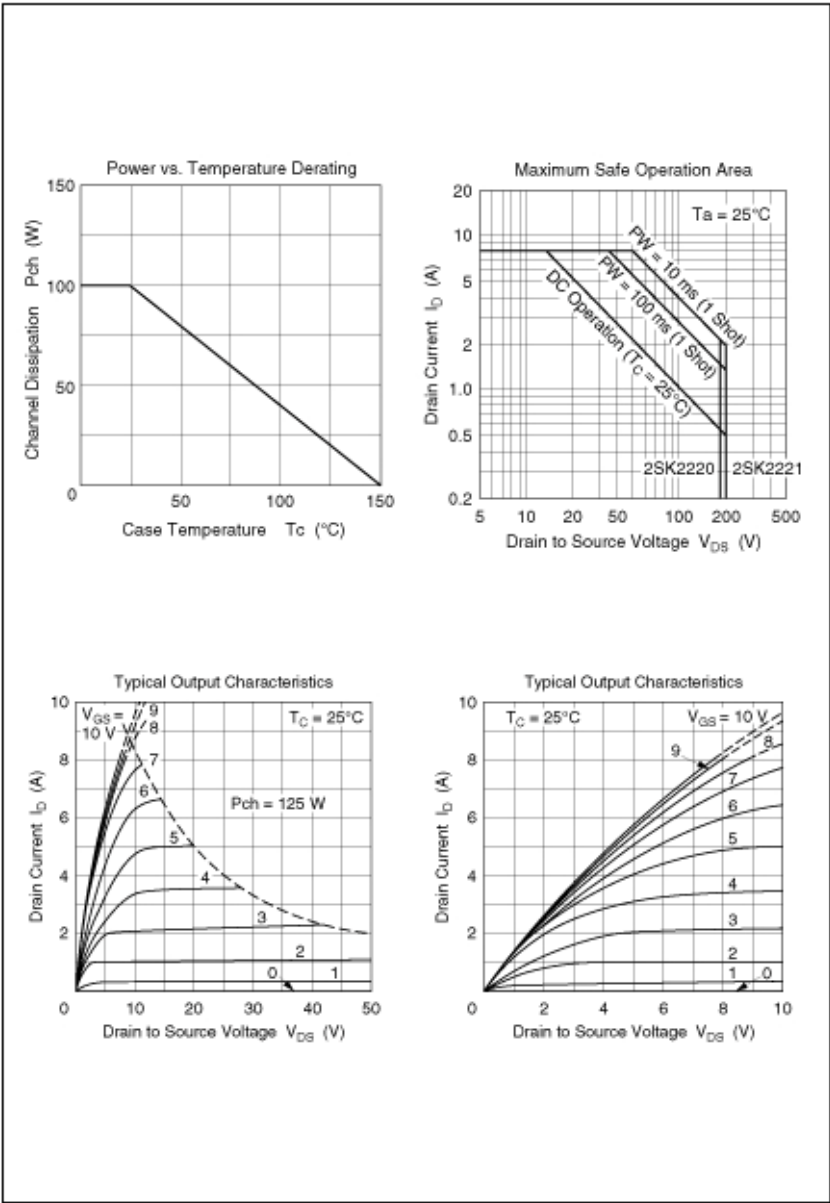
2SK2220, 2SK2221

電 気 的 特 性						
(Ta = 25 °C)						
項 目	記号	Min	Typ	Max	単位	測定条件
ドレイン・ソース破壊電圧 2SK2220	$V_{DS(pss)}$	180	—	—	V	$I_D = 10\text{mA}$, $V_{GS} = -10\text{V}$
ドレイン・ソース破壊電圧 2SK2221	$V_{DS(pss)}$	200	—	—	V	$I_D = 10\text{mA}$, $V_{GS} = -10\text{V}$
ゲート・ソース破壊電圧	$V_{GS(pss)}$	20	—	—	V	$I_D = 100\text{A}$, $V_{DS} = 0$
ゲート・ソース遮断電圧	$V_{GS(off)}$	0.15	—	1.45	V	$V_{DS} = 10\text{V}$, $I_D = 100\text{mA}$
ドレイン・ソース飽和電圧	$V_{DS(sat)}$	—	—	12	V	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 8\text{A}^{*1}$
順伝達アドミタンス	$ y_{fs} $	0.7	1.0	1.4	S	$V_{DS} = 10\text{V}$, $I_D = 3\text{A}^{*1}$
入力容量	C_{iss}	—	600	—	pF	$V_{DS} = 10\text{V}$, $V_{GS} = -5\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$
出力容量	C_{oss}	—	800	—	pF	
帰還容量	C_{rss}	—	8	—	pF	
ターン・オン時間	t_{on}	—	250	—	ns	$V_{DS} = 30\text{V}$, $I_D = 4\text{A}$
ターン・オフ時間	t_{off}	—	90	—	ns	

注) 1. パルス測定

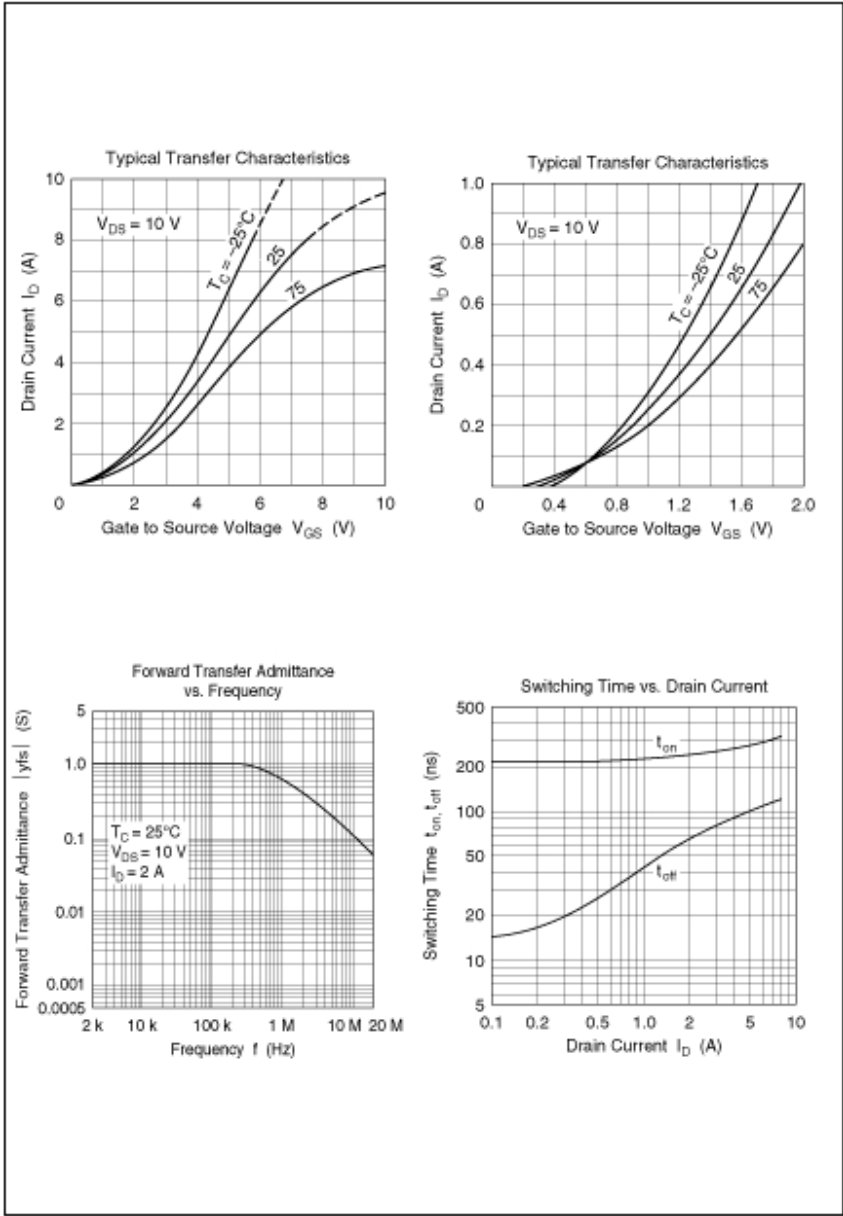
資料 3

2SK2220, 2SK2221



資料 3

2SK2220, 2SK2221



資料 3

2SJ351, 2SJ352

シリコン P チャネル MOS FET

低周波・高周波電力増幅，高速度電力スイッチング

2SK2220，2SK2221 とコンプリメンタリペア

HITACHI

ADJ-208-821 (Z)

第 1 版? 2000.9

特 長

- ・周波数特性が優れている
- ・スイッチングスピードが速い
- ・安全動作領域 (ASO) が広い
- ・エンハンスメント特性
- ・コンプリメンタリ性が高い
- ・ゲート保護ダイオード内蔵
- ・オーディオアンプ出力，モータコントロールなどに最適

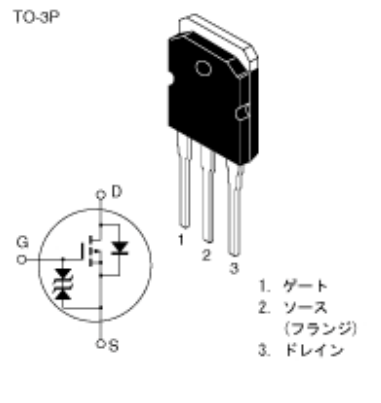
絶 対 最 大 定 格

(Ta = 25 °C)

項 目	記号	定格値	単位
ドレイン・ソース電圧 J351	V _{DSX}	-180	V
ドレイン・ソース電圧 J352	V _{DSX}	-200	V
ゲート・ソース電圧	V _{GSS}	20	V
ドレイン電流	I _D	-8	A
逆ドレイン電流	I _{DR}	-8	A
許容チャネル損失	P _{CH} *1	100	W
チャネル温度	T _{CH}	150	°C
保存温度	T _{stg}	-55~+150	°C

注) 1. Tc = 25 °C における許容値

TO-3P



資料 3

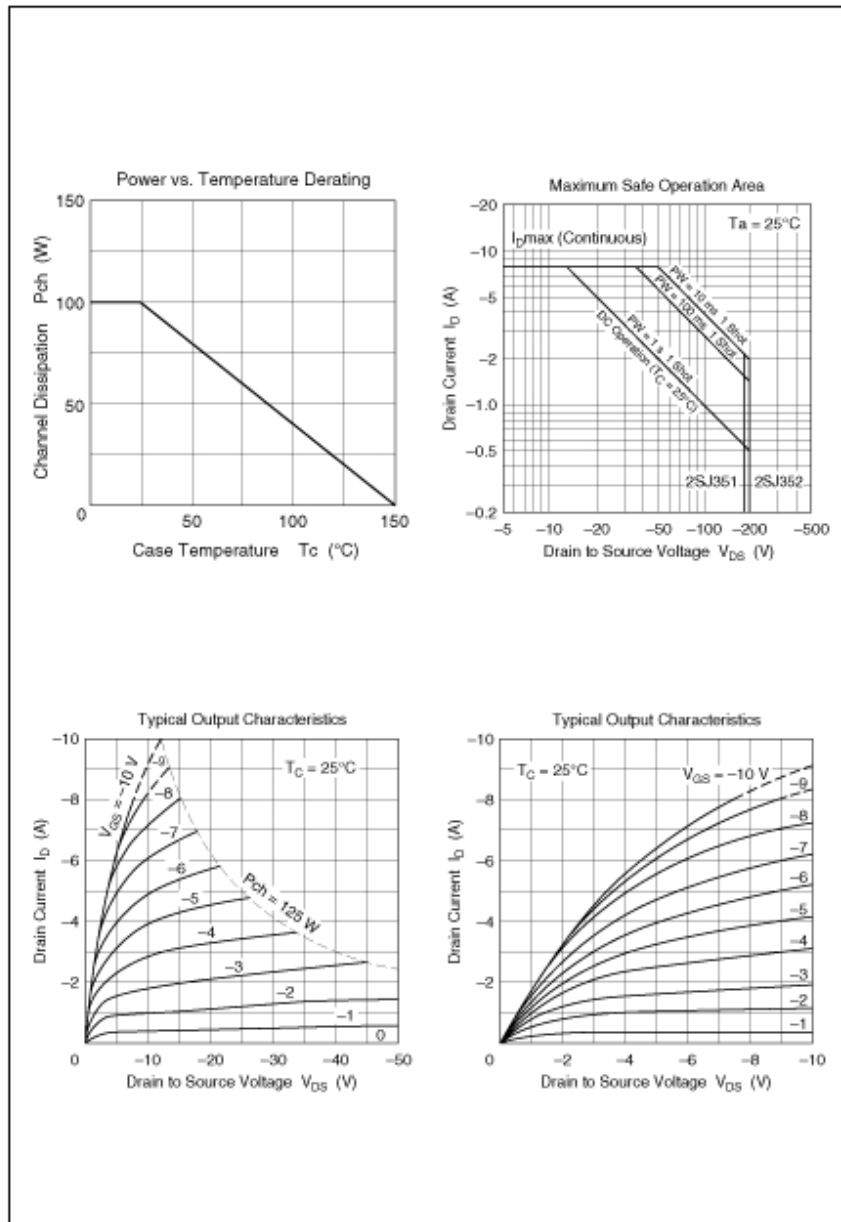
2SJ351, 2SJ352

電 気 的 特 性						
(Ta = 25 °C)						
項 目	記号	Min	Typ	Max	単位	測定条件
ドレイン・ソース破壊電圧 J351	V _{(BR)DSX}	-180	—	—	V	I _D = -10mA, V _{GS} = 10V
ドレイン・ソース破壊電圧 J352	V _{(BR)DSX}	-200	—	—	V	
ゲート・ソース破壊電圧	V _{(BR)GSS}	20	—	—	V	I _G = 100 A, V _{DS} = 0
ゲート・ソース遮断電圧	V _{GS(off)}	-0.15	—	-1.45	V	V _{DS} = -10V, I _D = -100mA
ドレイン・ソース飽和電圧	V _{DS(sat)}	—	—	-12	V	V _{GS} = 0V, I _D = -8A ¹⁾
順伝達アドミタンス	y _{fs}	0.7	1.0	1.4	S	V _{DS} = -10V, I _D = -3A ¹⁾
入力容量	C _{iss}	—	800	—	pF	V _{DS} = -10V, V _{GS} = 5V, f = 1MHz
出力容量	C _{oss}	—	1000	—	pF	
帰還容量	C _{rss}	—	18	—	pF	
ターン・オン時間	t _{on}	—	320	—	ns	V _{DS} = -30V, I _D = -4A
ターン・オフ時間	t _{of}	—	120	—	ns	

注) 1. パルス測定

資料 3

2SJ351, 2SJ352



3

資料 4

TOSHIBA

TC74HC221AP/AF

東芝CMOSデジタル集積回路 シリコン モノリシック

TC74HC221AP, TC74HC221AF

DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

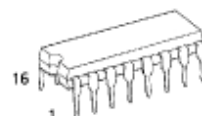
TC74HC221A は、シリコンゲートCMOS 技術を用いた高速 CMOS 2 回路入りモノステーブル・マルチバイブレータです。CMOS の特長である低い消費電力で、LSTTL に匹敵する高速動作を実現できます。

トリガ入力は、立ち下がりエッジでトリガする $\overline{A}$ 入力と、立ち上がりエッジでトリガする B 入力および CLR 入力があります。 $\overline{A}$ 、B 入力はシェミット・トリガ入力ですので、入力信号の上昇、下降時間が長い場合 ($t_r = t_f = 1s$) でも確実に動作します。いったんトリガされると、出力は CLR 入力を “L” にしない限り、外付け抵抗とコンデンサにより決まる一定時間単安定モードを継続します。従って、単安定時間内に入力されたトリガ入力は無視されます。 C_x 、 R_x の時定数を任意に選ぶことにより、広い範囲に渡るパルス出力が得られます。 C_x 、 R_x の時定数が 1ms 以上のとき、出力パルス幅はほぼ $t_w(out) \approx 1.0C_x \cdot R_x$ となります。また、すべての入力には静電破壊から素子を保護するために、ダイオードが付加されています。

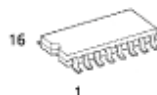
〔特 長〕

- 高速動作 $t_{pd} = 25ns$ (TYP.) ($V_{CC} = 5V$)
- 低消費電流 スタンバイ時 $I_{CC} = 4\mu A$ (MAX.) ($T_a = 25^\circ C$)
動作時 $I_{CC} = 700\mu A$ (MAX.) ($V_{CC} = 5V$)
- 高雑音余裕度 $V_{NIH} = V_{NIL} = 28\%V_{CC}$ (MIN.)
- 高ファンアウト LSTTL10個を直接駆動可能
- 対称出力インピーダンス $|I_{OH}| = |I_{OL}| = 4mA$ (MIN.)
- バランスのとれた遅延時間 $t_{PLH} = t_{PHL}$
- 広い動作電圧範囲 $V_{CC} (opr.) = 2V \sim 6V$
- LSTTL (74LS221) と同一ピン接続、同一ファンクション

(注) : 1 回路のみ使用する場合には、CLR = “L” とし、 $R_x / C_x \cdot C_x \cdot Q \cdot \overline{Q}$ はオープン、その他入力端子は “H” または “L” としてください。

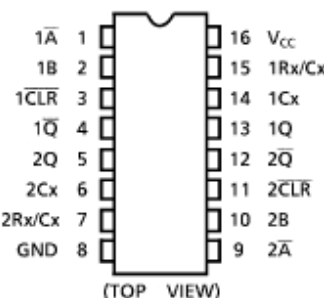


P (DIP16-P-300-2.54A)
質量 : 1.00g (標準)

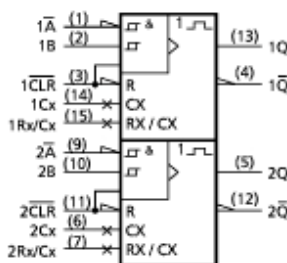


F (SOP16-P-300-1.27)
質量 : 0.18g (標準)

ピン接続図



論理図



資料 4

TOSHIBA

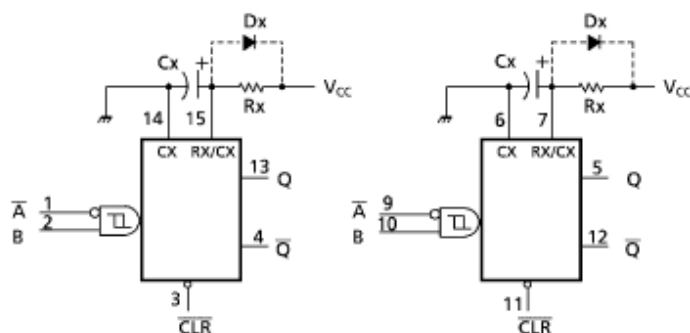
TC74HC221AP/AF

真理値表

INPUTS			OUTPUTS		NOTE
$\bar{A}$	B	$\overline{CLR}$	Q	$\bar{Q}$	
	H	H			OUTPUT ENABLE
X	L	H	L	H	INHIBIT
H	X	H	L	H	INHIBIT
L		H			OUTPUT ENABLE
L	H				OUTPUT ENABLE
X	X	L	L	H	INHIBIT

X : Don't Care

外付け部品接続法



(注1) : C_x , R_x , D_x は、外付け部品を示します。

(注2) : 外付けダイオード D_x について

HC221Aでは、トリガのない待ち状態のときには、外付けコンデンサ C_x は V_{CC} レベルまで充電されています。従って、HC221Aの電源がオフ状態になると、 C_x に蓄えられた電荷は R_x を通しても放電しますが、その大半は、 R_x/C_x 端子から V_{CC} に向かって順方向になる IC 内部の寄生ダイオードを通して放電されることになります。

この場合、電源のフィルタコンデンサが充分大きく、電源の下降時間がある程度大きければ、 R_x/C_x 端子への突入電流は自動的に制限されますが、 C_x が大きく、かつ電源の下降時間が短い場合には、過電流による熱破壊やラッチアップによる 2 次破壊の危険があります。 R_x/C_x 端子の寄生ダイオード順電流は定格上 $\pm 20\text{mA}$ です。ので、 C_x の大きい場合、電源の下降時間 t_f は、

$$t_f \geq (V_{CC} - 0.7) \cdot C_x / 20\text{mA}$$

(t_f : 電源断時より電源レベルが $\approx 0.4V_{CC}$ まで下降するまでの時間)

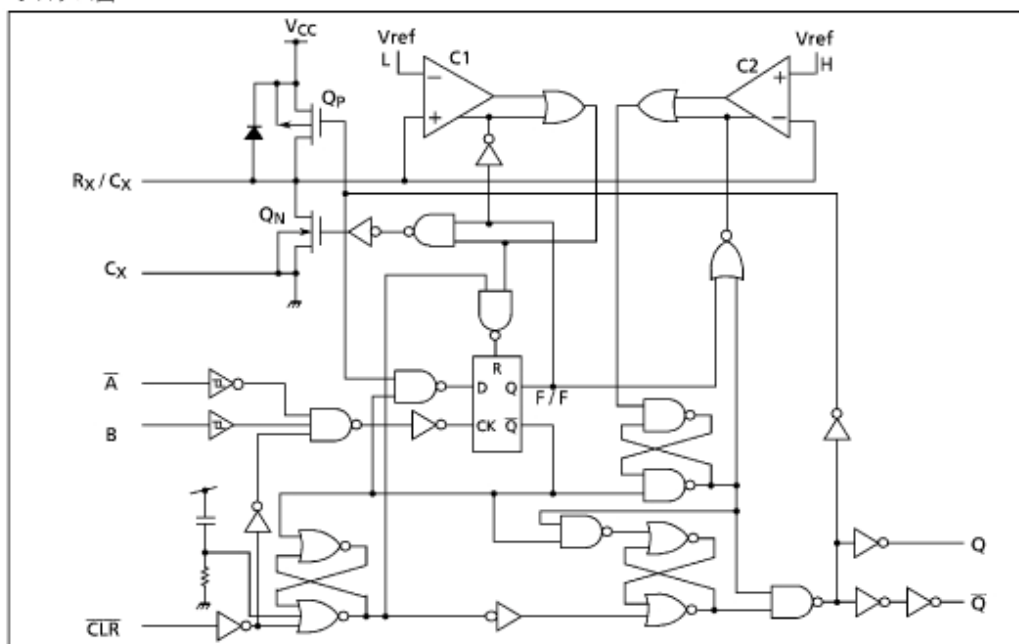
の式を満たす必要があります。電源の下降時間が上式を満足しない場合には、 C_x/R_x 端子への過電流保護のために上図に示すクランピングダイオードが必要です。

資料 4

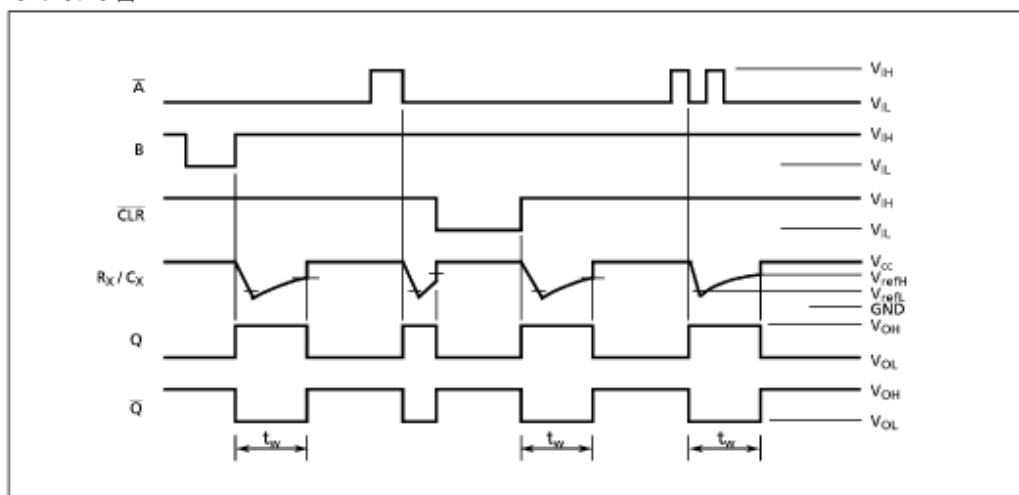
TOSHIBA

TC74HC221AP/AF

システム図



タイミング図



2001E04517

TOSHIBA

TC74HC08AP/AF

東芝CMOSデジタル集積回路 シリコン モノリシック

TC74HC08AP, TC74HC08AF

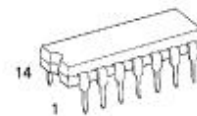
QUAD 2-INPUT AND GATE

TC74HC08Aは、シリコンゲートCMOS技術を用いた高速CMOS 2入力ANDゲートです。CMOSの特長である低い消費電力で、LSTTLに匹敵する高速動作を実現できます。

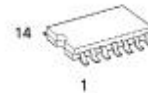
内部回路はバッファつきの2段構成であり、高い雑音余裕度と安定な出力が得られます。また、すべての入力には静電破壊から素子を保護するために、ダイオードが付加されています。

〔特 長〕

- 高速動作 $t_{pd} = 6\text{ns}$ (TYP.) ($V_{CC} = 5\text{V}$)
- 低消費電流 $I_{CC} = 1\mu\text{A}$ (MAX.) ($T_a = 25^\circ\text{C}$)
- 高雑音余裕度 $V_{NIH} = V_{NIL} = 28\%V_{CC}$ (MIN.)
- 高ファンアウト LSTTL10個を直接駆動可能
- 対称出力インピーダンス $|I_{OH}| = |I_{OL}| = 4\text{mA}$ (MIN.)
- バランスのとれた遅延時間 $t_{pLH} \approx t_{pHL}$
- 広い動作電圧範囲 $V_{CC}(\text{opr.}) = 2\text{V} \sim 6\text{V}$
- LSTTL(74LS08)と同一ピン接続、同一ファンクション

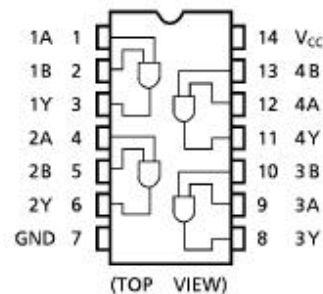


P (DIP14-P-300-2.54)
質量: 0.96g (標準)

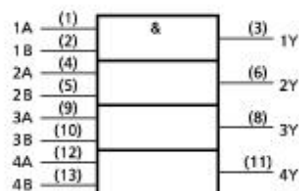


F (SOP14-P-300-1.27)
質量: 0.18g (標準)

ピン接続図



論理図



真理値表

A	B	Y
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

資料 4

TOSHIBA

TC74HC08AP/AF

最大定格

項 目	記 号	定 格	単 位
電 源 電 圧	V_{CC}	$-0.5 \sim 7$	V
入 力 電 圧	V_{IN}	$-0.5 \sim V_{CC} + 0.5$	V
出 力 電 圧	V_{OUT}	$-0.5 \sim V_{CC} + 0.5$	V
入力保護ダイオード電流	I_{IK}	± 20	mA
出力寄生ダイオード電流	I_{OK}	± 20	mA
出 力 電 流	I_{OUT}	± 25	mA
電 源 / G N D 電 流	I_{CC}	± 50	mA
許 容 損 失	P_D	500 (DIP)* / 180 (SOP)	mW
保 存 温 度	T_{stg}	$-65 \sim 150$	°C

* $T_a = -40 \sim 65^\circ\text{C}$ まで、500mW。 $T_a = 65 \sim 85^\circ\text{C}$ の範囲では $-10\text{mW}/^\circ\text{C}$ で、300mWまでデレーティングしてください。

推奨動作条件

項 目	記 号	定 格	単 位
電 源 電 圧	V_{CC}	2~6	V
入 力 電 圧	V_{IN}	$0 \sim V_{CC}$	V
出 力 電 圧	V_{OUT}	$0 \sim V_{CC}$	V
動 作 温 度	T_{opr}	$-40 \sim 85$	°C
入 力 上 昇 , 下 降 時 間	t_r, t_f	$0 \sim 1000 (V_{CC} = 2.0\text{V})$ $0 \sim 500 (V_{CC} = 4.5\text{V})$ $0 \sim 400 (V_{CC} = 6.0\text{V})$	ns

電気的特性

DC 特性

項 目	記 号	測 定 条 件	V_{CC} (V)	$T_a = 25^\circ\text{C}$			$T_a = -40 \sim 85^\circ\text{C}$		単位
				MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	MAX.	
入力電圧	"H"レベル	V_{IH}	2.0 4.5 6.0	1.50 3.15 4.20	— — —	— — —	1.50 3.15 4.20	— — —	V
	"L"レベル	V_{IL}	2.0 4.5 6.0	— — —	— — —	0.50 1.35 1.80	— — —	0.50 1.35 1.80	V
出力電圧	"H"レベル	V_{OH} $V_{IN} = V_{IH} \text{ or } V_{IL}$	$I_{OH} = -20\mu\text{A}$	2.0 4.5 6.0	1.9 4.4 5.9	2.0 4.5 6.0	— — —	1.9 4.4 5.9	V
			$I_{OH} = -4 \text{ mA}$	4.5 6.0	4.18 5.68	4.31 5.80	— —	4.13 5.63	V
			$I_{OH} = -5.2 \text{ mA}$	6.0	5.68	5.80	—	5.63	V
	"L"レベル	V_{OL} $V_{IN} = V_{IH} \text{ or } V_{IL}$	$I_{OL} = 20\mu\text{A}$	2.0 4.5 6.0	— — —	0.0 0.0 0.0	0.1 0.1 0.1	— — —	V
			$I_{OL} = 4 \text{ mA}$	4.5 6.0	— —	0.17 0.18	0.26 0.26	— —	0.33 0.33
			$I_{OL} = 5.2 \text{ mA}$	6.0	—	0.18	0.26	—	0.33
入 力 電 流	I_{IN}	$V_{IN} = V_{CC} \text{ or GND}$	6.0	—	—	± 0.1	—	± 1.0	μA
静 的 消 費 電 流	I_{CC}	$V_{IN} = V_{CC} \text{ or GND}$	6.0	—	—	1.0	—	10.0	μA

資料 4

TOSHIBA

TC74HC221AP/AF

東芝CMOSデジタル集積回路 シリコン モノリシック

TC74HC221AP, TC74HC221AF

DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

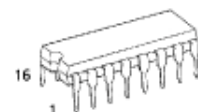
TC74HC221A は、シリコンゲートCMOS 技術を用いた高速 CMOS 2 回路入りモノステーブル・マルチバイブレータです。 CMOS の特長である低い消費電力で、LSTTL に匹敵する高速動作を実現できます。

トリガ入力は、立ち下がりエッジでトリガする $\overline{A}$ 入力と、立ち上がりエッジでトリガする B 入力および $\overline{CLR}$ 入力があります。 $\overline{A}$ 、 B 入力はシュミット・トリガ入力ですので、入力信号の上昇、下降時間が長い場合 ($t_r = t_f = 1s$) でも確実に動作します。いったんトリガされると、出力は $\overline{CLR}$ 入力を "L" にしない限り、外付け抵抗とコンデンサにより決まる一定時間単安定モードを継続します。従って、単安定時間内に入力されたトリガ入力は無視されます。 Cx 、 Rx の時定数を任意に選ぶことにより、広い範囲に渡るパルス出力が得られます。 Cx 、 Rx の時定数が $1ms$ 以上のとき、出力パルス幅はほぼ $tw(out) \approx 1.0Cx \cdot Rx$ となります。また、すべての入力には静电破壊から素子を保護するために、ダイオードが付加されています。

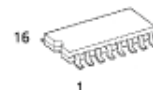
〔特長〕

- 高速動作 $t_{pd} = 25ns$ (TYP.) ($V_{CC} = 5V$)
- 低消費電流 スタンバイ時 $I_{CC} = 4\mu A$ (MAX.) ($T_a = 25^\circ C$)
動作時 $I_{CC} = 700\mu A$ (MAX.) ($V_{CC} = 5V$)
- 高雑音余裕度 $V_{NIH} = V_{NIL} = 28\% V_{CC}$ (MIN.)
- 高ファンアウト LSTTL10個を直接駆動可能
- 対称出力インピーダンス $|I_{OH}| = I_{OL} = 4mA$ (MIN.)
- バランスのとれた遅延時間 $t_{PLH} = t_{PHL}$
- 広い動作電圧範囲 $V_{CC} (opr.) = 2V \sim 6V$
- LSTTL (74LS221) と同一ピン接続、同一ファンクション

(注) : 1 回路のみ使用する場合には、 $\overline{CLR} = "L"$ とし、 $Rx / Cx \cdot Cx \cdot Q \cdot \overline{Q}$ はオープン、その他入力端子は "H" または "L" としてください。

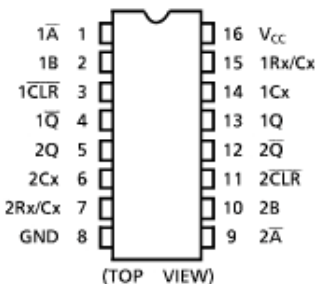


P (DIP16-P-300-2.54A)
質量 : 1.00g (標準)

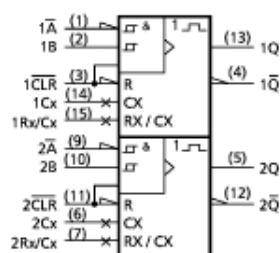


F (SOP16-P-300-1.27)
質量 : 0.18g (標準)

ピン接続図



論理図



資料 4

TOSHIBA

TC74HC08AP/AF

AC特性 ($C_L = 15\text{pF}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$)

項 目	記 号	測 定 条 件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
出力上昇, 下降時間	t_{TLH} t_{THL}		—	4	8	ns
伝搬遅延時間	t_{pLH} t_{pHL}		—	6	12	

AC特性 ($C_L = 50\text{pF}$, Input $t_r = t_f = 6\text{ns}$)

項 目	記 号	測 定 条 件	V_{CC} (V)	$T_a = 25^\circ\text{C}$			$T_a = -40 \sim 85^\circ\text{C}$		単位
				MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	MAX.	
出力上昇, 下降時間	t_{TLH} t_{THL}		2.0	—	25	75	—	95	ns
			4.5	—	7	15	—	19	
			6.0	—	6	13	—	16	
伝搬遅延時間	t_{pLH} t_{pHL}		2.0	—	24	75	—	95	
			4.5	—	8	15	—	19	
			6.0	—	7	13	—	16	
入力容量	C_{IN}			—	5	10	—	10	pF
等価内部容量	C_{PD}	(注 1)		—	19	—	—	—	

注 1: C_{PD} は、無負荷時の動作消費電流より計算した IC 内部の等価容量です。

無負荷時の平均動作消費電流は、次式により求められます。

$$I_{CC}(\text{opr}) = C_{\text{PD}} \cdot V_{CC} \cdot f_{\text{IN}} + I_{CC}/4 \text{ (ゲート当り)}$$

TOSHIBA

TC74HC00AP/AF

東芝CMOSデジタル集積回路 シリコン モノリシック

TC74HC00AP, TC74HC00AF

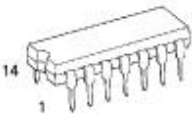
QUAD 2-INPUT NAND GATE

TC74HC00Aは、シリコンゲートCMOS技術を用いた高速CMOS 2入力NANDゲートです。CMOSの特長である低い消費電力で、LSTTLに匹敵する高速動作を実現できます。

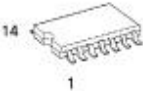
内部回路はバッファ付きの3段構成であり、高い雑音余裕度と安定な出力が得られます。また、すべての入力には静電破壊から素子を保護するために、ダイオードが付加されています。

〔特 長〕

- 高速動作 $t_{pd} = 6\text{ns}$ (TYP.) ($V_{CC} = 5\text{V}$)
- 低消費電流 $I_{CC} = 1\mu\text{A}$ (MAX.) ($T_a = 25^\circ\text{C}$)
- 高雑音余裕度 $V_{NIH} = V_{NIL} = 28\%V_{CC}$ (MIN.)
- 高ファンアウト LSTTL10個を直接駆動可能
- 対称出力インピーダンス $|I_{OH}| = |I_{OL}| = 4\text{mA}$ (MIN.)
- バランスのとれた遅延時間 $t_{pLH} \approx t_{pHL}$
- 広い動作電圧範囲 $V_{CC}(\text{opr.}) = 2\text{V} \sim 6\text{V}$
- LSTTL(74LS00)と同一ピン接続、同一ファンクション

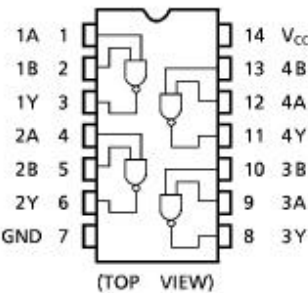


P (DIP14-P-300-2.54)
質量 : 0.96g (標準)

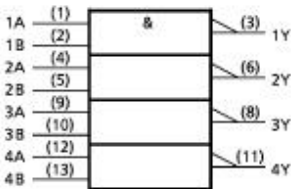


F (SOP14-P-300-1.27)
質量 : 0.18g (標準)

ピン接続図



論理図



真理値表

A	B	Y
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

資料 5

TOSHIBA

TC74HC00AP/AF

最大定格

項 目	記 号	定 格	単 位
電 源 電 圧	V_{CC}	$-0.5 \sim 7$	V
入 力 電 圧	V_{IN}	$-0.5 \sim V_{CC} + 0.5$	V
出 力 電 圧	V_{OUT}	$-0.5 \sim V_{CC} + 0.5$	V
入力保護ダイオード電流	I_{IK}	± 20	mA
出力寄生ダイオード電流	I_{OK}	± 20	mA
出 力 電 流	I_{OUT}	± 25	mA
電 源 / G N D 電 流	I_{CC}	± 50	mA
許 容 損 失	P_D	500 (DIP)* / 180 (SOP)	mW
保 存 温 度	T_{stg}	$-65 \sim 150$	°C

* $T_a = -40 \sim 65^\circ\text{C}$ まで、500mW。 $T_a = 65 \sim 85^\circ\text{C}$ の範囲では $10\text{mW}/^\circ\text{C}$ で、300mWまでディレーティングしてください。

推奨動作条件

項 目	記 号	定 格	単 位
電 源 電 圧	V_{CC}	2 ~ 6	V
入 力 電 圧	V_{IN}	0 ~ V_{CC}	V
出 力 電 圧	V_{OUT}	0 ~ V_{CC}	V
動 作 温 度	T_{opr}	$-40 \sim 85$	°C
入 力 上 昇 , 下 降 時 間	t_r, t_f	0 ~ 1000 ($V_{CC} = 2.0\text{V}$) 0 ~ 500 ($V_{CC} = 4.5\text{V}$) 0 ~ 400 ($V_{CC} = 6.0\text{V}$)	ns

電気的特性

DC 特性

項 目	記 号	測 定 条 件	V_{CC} (V)	$T_a = 25^\circ\text{C}$			$T_a = -40 \sim 85^\circ\text{C}$		単位
				MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	MAX.	
入力電圧	"H"レベル	V_{IH}	2.0 4.5 6.0	1.50 3.15 4.20	— — —	— — —	1.50 3.15 4.20	— — —	V
	"L"レベル	V_{IL}	2.0 4.5 6.0	— — —	— — —	0.50 1.35 1.80	— — —	0.50 1.35 1.80	V
出力電圧	"H"レベル	V_{OH} $V_{IN} = V_{IH} \text{ or } V_{IL}$	$I_{OH} = -20\mu\text{A}$	2.0 4.5 6.0	1.9 4.4 5.9	2.0 4.5 6.0	— — —	1.9 4.4 5.9	V
			$I_{OH} = -4 \text{ mA}$ $I_{OH} = -5.2 \text{ mA}$	4.5 6.0	4.18 5.68	4.31 5.80	— —	4.13 5.63	—
	"L"レベル	V_{OL} $V_{IN} = V_{IH} \text{ or } V_{IL}$	$I_{OL} = 20\mu\text{A}$	2.0 4.5 6.0	— — —	0.0 0.0 0.0	— — —	0.1 0.1 0.1	V
			$I_{OL} = 4 \text{ mA}$ $I_{OL} = 5.2 \text{ mA}$	4.5 6.0	— —	0.17 0.18	0.26 0.26	— —	0.33 0.33
入 力 電 流	I_{IN}	$V_{IN} = V_{CC} \text{ or } \text{GND}$	6.0	—	—	± 0.1	—	± 1.0	μA
靜 的 消 費 電 流	I_{CC}	$V_{IN} = V_{CC} \text{ or } \text{GND}$	6.0	—	—	1.0	—	10.0	

資料 5

TOSHIBA

TC74HC00AP/AF

AC特性 (C_L = 15pF, V_{CC} = 5V, Ta = 25°C)

項 目	記 号	測 定 条 件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
出力上昇, 下降時間	t _{TLH} t _{THL}		—	4	8	ns
伝搬遅延時間	t _{pLH} t _{pHL}		—	6	12	

AC特性 (C_L = 50pF, Input t_r = t_f = 6ns)

項 目	記 号	測 定 条 件	V _{CC} (V)	Ta = 25°C			Ta = -40~85°C		単位
				MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	MAX.	
出力上昇, 下降時間	t _{TLH} t _{THL}		2.0	—	25	75	—	95	ns
			4.5	—	7	15	—	19	
			6.0	—	6	13	—	16	
伝搬遅延時間	t _{pLH} t _{pHL}		2.0	—	27	75	—	95	ns
			4.5	—	9	15	—	19	
			6.0	—	8	13	—	16	
入 力 容 量	C _{IN}			—	5	10	—	10	pF
等 価 内 部 容 量	C _{PD}	(注 1)		—	20	—	—	—	

注 1: C_{PD} は、無負荷時の動作消費電流より計算した IC 内部の等価容量です。

無負荷時の平均動作消費電流は、次式により求められます。

$$I_{CC(opr)} = C_{PD} \cdot V_{CC} \cdot f_{IN} + I_{CC}/4 \text{ (ゲート当り)}$$