卒業論文

イオントラップ法による

極微量分析装置の開発

平成 13 年 2 月

高知工科大学知能機械システム工学科 木村・戸名グループ

高市 智章

(共同研究者:森下 祥代)

第1章 序論 ······	1
第2章 Paul trap の原理 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	2
第3章 Time-of-Flight (TOF)法について ······	7
第4章 装置の製作 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	10
4.1 RF アンプ ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	10
4.2 パルサー ・・・・・	21
第5章 Time-of-Flight 法による質量分析 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	26
5.1 アルゴンガスを使った質量分析 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	26
5.2 ため込み時間とシグナルの関係 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	28
第6章 まとめ ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	30
参考文献 ······	31
謝辞	32
資料1 ····································	33
資料 2 ···································	39
資料 3 ···································	41
資料 4 ···································	43

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ワナをしかけ、 イオンをその空間内に三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は二つあり、一つが交流電場を用いるも ので、ポールトラップ(Paul trap)又はrf イオントラップ(rf ion trap)と 呼ばれている。もう一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。

Paul トラップは 1953 年に W.Paul によって考案された。また、H.Dehmelt は 主にペニングトラップを用いてイオンや電子の閉じ込めを行い、各種の原子物 理実験への応用の道を開いた。イオントラップを用いた測定の例としては不安 定原子核の質量の測定、磁気双極子モーメントの測定などが挙げられる。レー ザー冷却によるドップラーシフトのごく小さいイオンをトラップして精度の高 い周波数標準器を作る試みも研究されている。今日では物理・化学・工学に広 く応用されている。

本実験では交流電場を用いたポールトラップを用いて極微量分析装置の開発 を行った。イオントラップの特徴は、トラップされたイオンは理想的には半永 久的に閉じ込めることができることにより、反応時間の長い現象を壁の影響を 取り除いて観測できることと、極微量サンプルを使って高感度の質量分析が行 える事である。イオントラップは質量分析器としても有効利用されており、私 達はTOF(Time-of-Flight)法と呼ばれる方法を用いてアルゴンとキセノンの質 量分析を行った。

イオントラップによる質量分析が最終的な目標なのだが、本実験ではこのイ オントラップ装置の性能をテストすることを目的とし、「RF アンプ」・「パルサ ー」を自作して実験を行った。

1

第2章 Paul Trapの原理

Paul Trap 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からなっている。また、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。)

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になる。

$$\Phi(r,z) = \frac{V_{dc}}{2r_0^2} (r^2 - 2z^2) .$$
(2.1)

ポテンシャル $\Phi(r, z)$ をr、zを軸とする座標系で表わすと図 2 2 のようになる。



図22 トラップ空間内のポテンシャル (リング電極に + V_{dc}を、エンドキャ ップ電極共に V_{dc}を加えた場合。

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。

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、 $r_0 \ge z_0$ の間には次式の関係が成り立っている。

$$r_0^2 = 2z_0^2 . (2.2)$$

この関係より、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。 図 2-2 のポテンシャル内に正の電荷を持つ粒子がある場合、r方向については 安定であるが、z方向にはイオンをトラップ外に逃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 はポテンシャル内での電場 $(E = -grad(\Phi))$ の方向を示したものである。



図 2-3 ポテンシャル内での電場の方向を表した図

この状態のままではz方向に不安定なのでイオンはトラップされないのだが、 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 た場合、r方向の電場の向きとz方向の電場の向きは交流電圧の位相に応じて反 転し、ある条件を満たしたときにトラップ空間内の粒子をトラップすることが できる。 そこで、リング電極とトラップ電極の間に角周波数 、振幅 V_{ac} の交流電圧と 直流電圧 V_{dc} を加えると、

$$\Phi(r,z) = \frac{V_{ac} \cos(\Omega t) + V_{dc}}{2r_0^2} (r^2 - 2z^2) .$$
(2.3)

となる。

よって、トラップ内に質量*m*・電荷*e*のイオンが1個だけ存在する時、イオンの運動方程式は

$$\frac{d^{2}z}{dt^{2}} - 2\frac{V_{ac}\cos(\Omega t) + V_{dc}}{r_{0}^{2}}\frac{e}{m}z = 0,$$

$$\frac{d^{2}r}{dt^{2}} + \frac{V_{ac}\cos(\Omega t) + V_{dc}}{r_{0}^{2}}\frac{e}{m}r = 0.$$
(2.4)

と書ける。

また、式(2.4)について

$$\boldsymbol{t} = \frac{\Omega t}{2} ,$$

$$\boldsymbol{a}_{z} = -2\boldsymbol{a}_{r} = \frac{8eV_{dc}}{mr_{0}^{2}\Omega^{2}} ,$$
(2.5)

 $q_z = -2q_r = \frac{4eV_{ac}}{mr_0^2\Omega^2} .$

と変数変換すると、式(2.4)は次のように表わすことができる。

$$\frac{d^2 u_i}{dt} + (a_i - 2q_i \cos 2t)u_i = 0 \qquad (i = r, z) .$$
(2.6)

この方程式は Mathieu の方程式と呼ばれ、解は Mathieu によって詳しく調べられている。

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、パラメーター*a*,*q*の組み合わせによって決まる。 図 2-4 に安定領域を表わしたグラフを示す。



図2 4 安定領域

式(2.5)のパラメーター*a*,*q*が図23の斜線部の安定領域に存在すれば安定 解を持つ、すなわち、イオンは安定してトラップされることになる。よって、 パラメーター*a*,*q*を調整して安定領域内に入るようにすればよい。

一般的に用いられる Paul トラップの電極は回転双曲面形であるが、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 電極として使えることが Benilan らによって報告されている²⁾。回転双曲面形の 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。よって本実験では円筒 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。これによってイオンの質量を知ることができる。これをTime-of-Flight(TOF)法という。

図3 1はイオントラップ装置の略図である。



図3 1 イオントラップ装置略図

図3 1のパルサーから引き込みパルスを発生させると、トラップされていた イオンは下の方向に引き出されて、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進む。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した。 パルスシーケンスで表わすと図3-2のように表すことができる。



図3 2 パルスシーケンス

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「ため込み時間」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。

図 3-3 に示すように、ポテンシャルが 0 から初速度 $v_0 = 0$ で出発した質量mの イオンが、平行電場で加速されて距離d だけ隔たった地点に到達するまでの時間 を考える。

イオンが電場から受ける力をFとすると、

よって、

$$a = \frac{eE}{m}$$
, $a = \frac{dv}{dt} \ddagger 13$, $\frac{dv}{dt} = \frac{eE}{m}$. (3.2)



🕱 3-3

(3.2)式を積分すると、

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

t=0のときv=0とするとC=0なので、

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

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

$$x = \frac{eE}{2m}t^2 \quad \text{Loc} \quad t = \sqrt{\frac{2mx}{eE}}.$$
(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を代入すれば求められる。

$$T = \sqrt{\frac{2md}{eE}} . \tag{3.6}$$

よって

$$T = \sqrt{m} \quad \left(= \sqrt{\frac{2d}{eE}} \right). \tag{3.7}$$

飛行時間は質量の平方根に比例することが証明できる。

第4章 装置の製作

トラップ内に交流電場を形成するために、リング電極に数百ボルトの電圧が 必要である。そこで、電圧を増幅するための RF アンプを製作した。また、ため 込み時間とシグナルの関係を調べるために、引き込みパルスの幅を変化させる ことができるパルサーが必要である。よって引き込み時間を 0.5~20 s まで変 化させることができるパルサーを製作した。4.1 に RF アンプについて、4.2 に パルサーについて回路図を用いて説明する。

4.1 RF アンプ

製作した RF アンプの回路を図 4-2 に、このアンプ用の直流電源回路を図 4-1 に示す。



図4 1 RF アンプの電源部の回路図



図4 2 RF アンプの回路図

4.1.1 RF アンプの電源部の回路説明

直流電圧 ± 15 V を確保する為、交流電圧 100 V をトランスで 24 V まで落す。 その後、ダイオードブリッジを使って図 4-3 のように両波整流する。



🛛 4-3

このままの状態だと安定した直流電圧ができないので、MC7815 を使って安定した直流電圧 + 15 V を、MC7915 を使って安定した直流電圧 15 V を作っている。 (詳しい性能は資料 1 を参照) 4.1.2 図4-2内の についての説明

この回路は反転増幅回路と呼ばれている。それぞれの部品の役割について説 明する。

オペアンプ(LH-0032)

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。使用方法としては、負帰還をかけること により増幅作用の他に、さまざまなアナログ信号処理(加算・減算・微分・積 分)などを行える。最も原理的なネガティブフィードバックを実現する回路が 図 4-4 である。



図 4-4 反転増幅回路

この回路では、入力の差動電圧の-側がプラス電位になると、出力にマイナス 電圧が生じる。反対にマイナス電位になると出力にプラス電圧が生じる。この ように入力に対して出力の±の極性が反転するので反転増幅回路と呼ばれてい る。 図 4-4 においては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、倍率は R2/R1 で決まる。

本実験では R1 = 1 k , R2=10 k とし、約 10 倍の増幅率である。

(オペアンプの詳しい性能は資料 2を参照)

バイパスコンデンサ:4.7 μF(タンタルコンデンサ)

0.1 μF(セラミックコンデンサ)

タンタルコンデンサは直流低周波変動を押さええる役割をする。また、オペ アンプが高速で動作している時、遠くの電圧からでは電圧を供給するのに間に 合わないので、 このコンデンサから供給する。ノイズカットの役割もある。ま た、セラミックコンデンサは高周波成分を押さえる役割をする。

ハイパスフィルター

コンデンサ(2200 pF)はハイパスフィルターの役割をする。ハイパスフィル ターとは、高い周波数のシグナルだけを通す役割をする。

次に、このハイパスフィルターの原理を考える。図 4-5 は抵抗 R とコンデン サ C を直列につないで、交流電圧 V を加えた回路である。



図 4-5 RC 直列回路

この回路に電流 | が流れたとき、抵抗 Rの端子電圧 V_R と、コンデンサの端子 電圧 V_c は次式のように表わされる。

 $V_R = IR$.

$$V_c = X_c I$$
 ($X_c = \frac{1}{C}$). (4.1)

ここで、 を角振動数とし、Cを静電容量とした。 X_c はリアクタンスである。 直列回路なので、Iを基準にして V_R と V_c をベクトルで表わすと図 4-6 のようになる。



Zをインピーダンスとすると

三平方の定理より

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\frac{1}{C})^2}$$
 (4.2)

V = IZより

$$I = \frac{V}{Z} . \tag{4.3}$$

$$I = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (\frac{1}{C})^2}} \quad \xi \ \xi \ \delta_{\circ}$$
(4.4)

図 4-7 に示したグラフは(4.4)式に R=1 k , C=2200 pF を代入したものである。



図 4-7 ハイパスフィルターの特性を表わしたグラフ

グラフより、周波数が 10⁵ Hz のときに約 8 割ほど通すことがわかる。本実験 で必要な周波数は 1 MHz だったので、このハイパスフィルターは本実験条件を 満たしている。

4.1.2 図4-2内の についての説明

トランジスタ (2SC3421)

半導体を npn 接合させた素子で、入力電力の 50 倍~500 倍の電力を出力できる。また、本実験でのトランジスタはスイッチング作用としての役割もある。 電流増幅作用をそのまま使ったのがスイッチングで、もとの 100 倍程度の電流を ON-OF できる。(詳しい性能は資料 3を参照)

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。

図 4-2 の回路ではオシレーターからのシグナルを入力し、まずオペアンプ (LH-0032)で約 10 倍電圧を増幅させる。このオペアンプはバッファーの役割 をしている。つまりオシレーターからは電圧は出力できるが、十分な電流を出 力することができないため、このオペアンプでパワートランジスタに流す十分 な電流を確保している。この時、出力されるシグナルは反転増幅された波形で ある。増幅された電流がパワートランジスタ(2SC3421)のベース・エミッタ間 に流れると、コレクタ・エミッタ間に大量の電流が流れる。電流がコイルに流 れると、コイルの巻き数の比率によって電圧が増幅され、コイルの 2 次側にあ る可変コンデンサでマッチングをとる。

4.1.3 図 4-2 の についての説明

この部分はバイアス回路である。オペアンプから出力された波形は図 4-8 の ような波形だが、パワートランジスタで電流を増幅させることができるのは正 のシグナルだけである。よって、バイアスをかけることによって図 4-9 のよう に波形を浮かす役割をしている。



図 4-8 オペアンプから出力した波形の略図



図 4-9 バイアスをかけた時の波形

RF アンプ装置用のシャーシーを図 4-10 に示す。





図4-10 RF アンプ装置用シャーシー

実際に製作した装置を図4 11に示す。



前面







内部

図 4 11 RF アンプ装置写真

主にボール盤を使用して、製図通りの加工をすることができた。

図4 12 RF アンプが電圧を増幅した様子

図 4-12 を見ると、実際に電圧を増幅していることが分かる。図 4-13 に各周 波数で電圧がどのように増幅しているかを表したグラフを示す。

入力電圧 0.6 V に対し、出力電圧 240 V で、倍率は 52 dB となっている。本 実験で必要な周波数帯域も満たしており、十分な性能を持った装置を製作する

ことができた。

4.2 パルサー

本実験でため込み時間とイオン数の変化を調べるため、トラップされたイオンを払い出すためのパルスを発生させるパルサーの製作を行った。このパルサーでは、引き込み時間を0.5 sから20 sまで変化させることができる。

図4-14に製作したパルサーの回路図を示す。

図4-14 パルサーの回路図

4.2.1 パルサーの回路図説明

それぞれの部品について説明する。

IC (74HC221AP)

シリコンゲートCMOS技術を用いた高速CMOS2回路入りモノステーブル・マルチ バイブレータである。COMSの特徴である低い消費電力で、LS-TTLに匹敵する高 速動作を実現する。ピン配置は図4-14のようになっており、まず2番ピンに入る 立ち上がりパルスでトリガをかけ、0.5~20 sの幅のパルスを作る。そのパルス を9番ピンに入力し、今度は立下りでトリガをかけ、約32 µs幅のパルスを作っ ている。(性能についての詳細は資料4を参照)

4.2.2 図4-14のの部品の説明

可変抵抗(200 k)

パルス幅は抵抗とコンデンサの積で決まる。よって、可変抵抗を変化させる ことによってパルスの幅を0.5~20 sに変化させることができる。

抵抗(5 k)

ICの特性として最低5 k の抵抗が必要なので、安全のためにつけている。

コンデンサ(100 μ F)

時定数が1 ms以上の時、パルス幅を求める式は1×*RC* である。よって、可変抵 抗が0 の時5 k ×100 μFで約0.5 sになる。

4.2.3 図 4-14 の の部品の説明

抵抗(100 k) + コンデンサ(470 pF)

時定数が1ms以下の時、パルス幅を求める式は0.69×RCである。よって、この抵抗とコンデンサで約32 μs幅のパルスを作っている。

パルスシーケンスで表わすと、図 4-15 のようになる。

図 4-15 パルスシーケンス

実際に製作した装置を図4 17に示す。

前面

内部

図 4-17 自作パルサー装置写真

主にボール盤を使用して、製図通りの加工をすることができた。

第5章 Time-of-Flight 法による質量分析

5.1 に Ar をサンプルガスとし TOF 法による質量分析をした結果を示す。 また、5.2 にはため込み時間とシグナルの関係がどのようになるか実験した結果 を示す。

5.1 アルゴンガスを使った質量分析

真空度 2.7×10⁻⁵ Pa のチャンバー内に Ar ガスを導入し、真空度 5.3×10⁻⁴ Pa で実験を行った。本実験で使った装置の略図を図 5-1 に示す。

図 5-1 イオントラップ装置の略図

本実験では、リング電極・エンドキャップ電極を+50 V 浮かせて実験した。 フィラメントの耐久性を考え、フィラメントへ流す電流の上限を 2.6 A と設定 し、本実験では約 2.5 A 流した。また、イオン検出器であるセラトロンへは - 2800 V の高電圧を加えている。 Time-of-Flight 法によるアルゴンの質量スペクトルを図 5-2 に示す。サンプ ルガスであるアルゴンイオンのシグナルの他に、残留ガスである窒素と酸素の シグナルも見ることができる。

図 5-2 TOF 法によって得られた N₂⁺, O₂⁺, Ar⁺の質量スペクトル. 真空度 5.3 × 10⁻⁴ Pa, 引き込み電圧 50 V, RF 振幅 150 V, RF 周波数 1 MHz, Paul trap 電極はすべて + 50 V だけうかして ある。50 回平均をとったシグナルである。

5.2 ため込み時間とシグナルの関係

イオンビームを切った瞬間から引き込みパルスがかかるまでの時間をため込 み時間というのだが、本実験ではシグナルが弱かったためこの実験ができなか った。そこで、本実験ではイオンビームを照射し続けて引き込みパルスの幅を 変えることでシグナルを得た。図 5-3 に、ため込み時間とシグナルの強度の関 係を示す。

図 5-3 ため込み時間とシグナルの関係 真空度 5.3 ×10⁻⁴ Pa で得られた シグナル。10 ms まではトラップ内のイオン数が増加しているが、 それ以降は飽和している。

引き込みパルスをかけ終わった瞬間を0sとしている。この時から10msま ではトラップ内のイオン数が増加しているが、10ms以降は飽和していることが グラフより分かる。この結果は、イオンがイオントラップに蓄積されているこ とを示しているので、本実験の目的であるイオントラップ法による極微量分析 装置の試作は成功したことがいえる。ただし、理想的にはイオンをトラップ内 に半永久的に閉じ込めることが出来るのだが、本結果から、トラップ内でイオ ンがトラップされている時間が期待していたものよりかなり短いことが分かっ た。この原因を解明し、より長い時間イオンをトラップできるようにすること も今後の課題である。

第6章 まとめ

本実験では Paul trapを用いた Time-of-Flight 法による極微量分析装置を開 発した。RF アンプとパルサーを製作し、装置を完成させるのが目的だった。作 製した装置の性能テストの結果、両装置とも十分な性能を持っており、イオン をトラップすることに成功した。しかし、シグナルが弱かったため、SN 比が大 きいシグナルを得ることができなかった。この原因は Paul trap 装置本体が汚 れていたことと、今後ローダミンのような分子量の大きい分子の光反応を調べ るために、レーザーを照射できるようにリング電極に穴を開けているため、電 場が乱れていた可能性が考えられる。対策として、Paul trap 装置本体を掃除す ること、穴に金属性のメッシュなどを貼って少しでも電場が乱れないようにす るなどがある。

今後の目的として、ため込み効率の向上・未知の物質の質量分析などがある。 またこの手法をクラスターイオンの研究に適用することも考えている。

クラスターとは、約2~100、または1000個・10000個といった原子や分子 が集まったものである。具体的に研究対象を挙げると、シリコンや銀のクラス ターなどがある。我々が手にする固体物質は10²³個程度のもので、それぞれの 物性値を持っているが、クラスターイオンの物性値は現在では未知の部分が多 い。どこまでがクラスターと呼べるのか線引きさえもできていない。しかし、 各分野で興味を持たれている。

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)に貴重な助言 と御指導をいただきました。深く感謝しております。

参考文献

- 1) Paul : Rev.of Modern Phys, 62, 531(1990).
- 2) M.N.Benilan and C.Audoin: Int.J.Mass Spectrom. Ion Phys, 11, 421 (1973).
- 3)小林秀幸,酒見泰寛,柴田利明:物理教育 第44巻 第4号,385(1996).
- 4) 大熊 康弘: 図解でわかる はじめての電気回路 (技術評論社,2000).
- 物理学辞典編集委員会:物理学辞典 縮刷版 (倍風館,1998).
- 6)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).

- 3-Terminal Regulators
- Output Current up to 1.5 A
- Internal Thermal-Overload Protection
- High Power-Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Direct Replacements for Fairchild µA7800 Series

description

This series of fixed-voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 1.5 A of output current. The internal current-limiting and thermal-shutdown features of these regulators essentially make them immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents, and also can be used as the power-pass element in precision regulators.

The μ A7800C series is characterized for operation over the virtual junction temperature range of 0°C to 125°C.

7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056E - MAY 1976 - REVISED JULY 1999

KTE PACKAGE (TOP VIEW)

The COMMON terminal is in electrical contact with the mounting base

7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056E - MAY 1976 - REVISED JULY 1999

16.10		PACKAGED	-	
τJ	VO(NOM) (V) FL	PLASTIC FLANGE-MOUNT (KC)	HEAT-SINK MOUNTED (KTE)	FORM (Y)
0°C to 125°C	5	µA7805CKC	µA7805CKTE	µA7805Y
	6	µA7806CKC	µA7806CKTE	µA7806Y
	8	µA7808CKC	µA7808CKTE	µA7808Y
	8.5	µA7885CKC	µA7885CKTE	µA7885Y
	10	µA7810CKC	µA7810CKTE	µA7810Y
	12	µA7812CKC	µA7812CKTE	µA7812Y
	15	µA7815CKC	µA7815CKTE	µA7815Y
	18	µA7818CKC	μA7818CKTE	µA7818Y
	24	µА7824СКС	µA7824CKTE	µA7824Y

The KTE package is only available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., μ A7805CKTER). Chip forms are tested at 25°C.

schematic

έ.

7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056E - MAY 1976 - REVISED JULY 1999

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_1 = 23$ V, $I_0 = 500$ mA (unless otherwise noted)

SADAWETED	TEAT ON			µA7815C			
PARAMETER	TEST CO	ADITIONS	"J" MIN TYP		MAX	UNIT	
Output uphras	IO = 5 mA to 1 A,	Vi = 17.5 V to 30 V,	25°C	14.4	15	15.6	
Output voitage	P _D ≤ 15 W		0°C to 125°C	14.25		15.75	v
Innut without may define	VI = 17.5 V to 30 V		2500		11	300	
input voitage regulation	VI = 20 V to 26 V		25-0		3	150	mv
Ripple rejection	VI = 18.5 V to 28.5 V,	f = 120 Hz	0°C to 125°C	54	70		dB
	IO = 5 mA to 1.5 A IO = 250 mA to 750 mA		2500		12	300	
Output voltage regulation			25-0	4		150	mv
Output resistance	f = 1 kHz		0°C to 125°C		0.019		w
Temperature coefficient of output voltage	lo = 5 mA		0°C to 125°C		-1		mV/ºC
Output noise voltage	f = 10 Hz to 100 kHz		25°C		90		μV
Dropout voltage	lo=1A		25°C		2		٧
Bias current			25°C		4.4	8	mA
Dise surrent shares	Vi = 17.5 V to 30 V Io = 5 mA to 1 A					1	
Blas current change			0-0 10 125-0	0.5		0.5	mA
Short-circuit output current			25°C		230		mA
Peak output current			25°C		2.1	000164	A

[†] Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-µF capacitor across the input and a 0.1-µF capacitor across the output.

7900 SERIES **NEGATIVE-VOLTAGE REGULATORS**

SLVS058A - JUNE 1976 - REVISED OCTOBER 1996

- **3-Terminal Regulators** .
- **Output Current Up to 1.5 A** .
- -No External Components
- Internal Thermal Overload Protection
- **High-Power Dissipation Capability**
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- **Output Transistor Safe-Area Compensation**
- -Essentially Equivalent to National LM320 Series

description

This series of fixed-negative-voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed to complement Series µA7800 in a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 1.5 A of output current. The internal current limiting and thermal shutdown features of these regulators make them essentially immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents and also as the power pass element in precision regulators.

The input terminal is in electrical con-tact with the mounting base.

AVAILABLE OPTIONS

		PACKAG	ED DEVICES	CHIP	
TA	(V)	HEAT-SINK MOUNTED (KC)	HEAT-SINK MOUNTED	FORM (Y)	
e describertes	-5	µA7905CKC	µA7905CKTE	µA7905Y	
	-5.2	µA7952CKC	µA7952CKTE	µA7952Y	
	-6	µА7906СКС	µA7906CKTE	µA7906Y	
	-8	µA7908CKC	µA7908CKTE	µA7908Y	
0-0 10 125-0	-12	µA7912CKC	µA7912CKTE	µA7912Y	
	-15	µA7915CKC	µA7915CKTE	µA7915Y	
	-18	µA7918CKC	µA7918CKTE	µA7918Y	
	-24	uA7924CKC	#A7924CKTE	uA7924Y	

[†] The KTE package is also available taped and reeled.

7900 SERIES NEGATIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS058A - JUNE 1976 - REVISED OCTOBER 1996

All component values are nominal.

absolute maximum ratings over operating temperature range (unless otherwise noted)

Input voltage, VI: µA7924C	
All others	
Continuous total power dissipation at (or below): TA = 25°C (see N	ote 1) See Dissipation Rating Tables
T _C = 90°C (see N	ote 1) See Dissipation Rating Tables
Operating free-air, TA, case, TC, or virtual junction, TJ, temperature	a range 0 to 150°C
Storage temperature range, Tsto	65 to 150°C
Lead temperature 3.2 mm (1/8 inch) from case for 10 seconds	260°C

NOTE 1: For operation above 25°C free-air or 90°C case temperature, refer to Figures 1 and 2. To avoid exceeding the design maximum virtual junction temperature, these ratings should not be exceeded. Due to variations in individual device electrical characteristics and thermal resistance, the built-in thermal overload protection may be activated at power levels slightly above or below the rated dissipation.

DISSIPATION RATI	NG TABLE -	- EREE.AIR	TEMPERATURE
DISSIPATION INATI	IG INDLE -	- FREE-AIR	I EMIF EROAI ONE

PACKAGE	T _A ≤ 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE TA = 25°C	TA = 70°C POWER RATING	TA = 105°C POWER RATING	TA = 125°C POWER RATING
KC	2000 mW	16.0 mW/*C	1280 mW	720 mW	400 mW
KTE	1900 mW	15.2 mW/°C	1216 mW	684 mW	380 mW

DISSIPATION RATING TABLE - CASE TEMPERATURE

PACKAGE	T _C ≤ 90°C POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE TC = 90°C	TA = 125°C POWER RATING
KC	15000 mW	250.0 mW/°C	6250 mW
KTE	14300 mW	238.0 mW/°C	5970 mW

7900 SERIES NEGATIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS058A - JUNE 1976 - REVISED OCTOBER 1996

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, V_I = -23 V, I_O = 500 mA (unless otherwise noted)

		- +	μ	A79150	0	UNITS
PARAMETER	TEST CONDITIONS	TJI	MIN	TYP	MAX	
		25°C	-14.4	-15	-15.6	
Output voltage‡	$I_{O} = 5 \text{ mA to 1 A}, V_{I} = -17.5 \text{ V to } -30 \text{ V},$ P $\leq 15 \text{ W}$	0°C to 125°C	-14.25		-15.75	v
	VI = -17.5 V to -30 V			5	100	
Input regulation	VI = -20 V to -26 V			3	50	mv
Ripple rejection	V1 = -18.5 V to -28.5 V, f = 120 Hz	0°C to 125°C	54	60	Conned	dB
O dout regulation	IO = 5 mA to 1.5 A			20	300	
Output regulation	IO = 250 mA to 750 mA	1		8	150	mv
Temperature coefficient of output voltage	IO = 5 mA	0°C to 125°C		-1		mV/°C
Output noise voltage	f = 10 Hz to 100 kHz	25°C		375	1	μV
Dropout voltage	IO = 1 A	25°C		1.1		V
Bias current		25°C		2	3	mA
	VI = -17.5 V to -30 V			0.04	0.5	
Bies current change	IO = 5 mA to 1 A	1		0.06	0.5	mA
Peak output current		25°C		2.1		A

¹ Pulse-testing techniques are used to maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 2-µF capacitor across the input and a 1-µF capacitor across the output.
² This specification applies only for dc power dissipation permitted by absolute maximum ratings.

Operational Amplifier (LH-0032)

TOSHIBA

2SC3421

東芝トランジスタ シリコンNPNエピタキシャル形 (PCT方式)

2 S C 3 4 2 1

- 電力增幅用, 励振段增幅用
- 2SA1358とコンプリメンタリになります。
- PO=60~80Wメインアンプのドライバー段に最適です。
- 高耐圧です。

最大定格 (Ta = 25°C)

	項	П		記号	定 格	単位
コレ	クタ・ベ	- スト	間電圧	VCBO	120	v
コレ	クタ・エ	ミッタ	間電圧	VCEO	120	v
л 3	ッタ・ベ	- ス	明電圧	VEBO	5	V
Э	レク	夕 1	電 流	IC	1	A
~	- 7	、電	統	IB	100	mA
zν	ケタ捐	4 Ta	=25°C	Pa	1.5	w
	/ / DR	Tc	=25°C	1C	10] w
挼	合	溫	度	Tj	150	°C
保	存	湖	度	T _{stg}	-55~150	°C

電気的特性 (Ta=25°C)

Цí П	記 号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタしゃ断電流	ICBO	$V_{CB} = 120V, I_E = 0$			100	nA
エミッタしゃ断電流	IEBO	$V_{EB}=5V$, $I_C=0$		-	100	nA
コレクタ・エミッタ間降伏電圧	V (BR) CEO	$I_C = 10 \text{mA}, I_B = 0$	120	-	_	v
直流電流增幅率	hFE (注)	$V_{CE} = 5V, I_C = 100 mA$	80	-	240	1
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	VCE (sat)	$I_C = 500 \text{mA}, I_B = 50 \text{mA}$		0.30	1.0	v
ペース・エミッタ間電圧	VBE	$V_{CE} = 5V, I_C = 500 mA$	-	0.78	1.0	v
トランジション周波数	$\mathbf{f}_{\mathbf{T}}$	$V_{CE}=5V$, $I_C=100mA$	-	120	_	MHz
コレクタ出力容量	Cob	V_{CB} =10V, I_E =0, f=1MHz	-	15		pF

注:hFE分類 O:80~160, Y:120~240

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。A、B人力はシュミット・トリガ人力ですので、人力信号の 上昇、下降時間が長い場合($t_e = t_e = 1s$)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人力を"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、単安定時間内に人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) $\approx 1.0Cx$ -Rx 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	الإلا سيم t _{pd} = 25ns (TYP.) (V _{CC} = 5V)
• 低消费	電流 スタンバイ時 I _{CC} =4µA (MAX.) (Ta=25°C)
	動作時 I _{CC} = 700µA (MAX.) (V _{CC} = 5V)
• 高雜音	余裕度
 高ファ 	ンアウト LSTTL10個を直接駆動可能
• 対称出	リインピーダンス I _{OH} = I _{OL} = 4mA (MIN.)
• バラン	·スのとれた遅延時間 t _{pLH} ≃t _{pHL}
・広い虱	作電圧範囲VCC (opr.)=2V~6V
• LSTTI	L(74LS221)と同一ビン接続、同一ファンクション
(註):1日 C3 し	回路のみ使用する場合には、 <mark>CLR</mark> ="L"とし、Rx/Cx・ t・Q・Q はオーブン、その他人力端子は"H"または"L"と てください。

TOSHIBA

TC74HC221AP/AF

真理值表

	INPUTS		OUTPUTS		
Ä	B	CLR	Q	Q	NOTE
7	н	н	Л	U	OUTPUT ENABLE
х	L	Н	L	н	INHIBIT
н	X	Н	L	Н	INHIBIT
L	5	н	Л	U	OUTPUT ENABLE
ι	н	Г	Л	U	OUTPUT ENABLE
X	X	L	L	н	INHIBIT

最大定格

1	項	E		記号	定 格	単位
電	源	Ť	圧	Vcc	-0.5-7	V
λ	力	Ŧ	圧	Van	-0.5~Vcc+0.5	V
出	ħ	Ŧ	圧	Vour	-0.5~V _{cc} +0.5	V
入力	保護ダイ	イオード	電流	Ite	±20	mA
出力	寄生ダイ	イオード	電流	lox	±20	mA
岜	力	電	流	lour	±25	mA
電 2	1 / G	NDS	2 流	Icc	±50	mA
許	容	損	失	Po	500 (DIP)+ / 180 (SOP)	Wm
保	存	200	度	Tsta	- 65~150	°C

*Tn=-40-65℃まで、500mW。Ta=65-85℃の範囲では-10mW/Cで、300mWまでディレーティングしてくだきい。

推奨動作条件

1	項	E		記号	定 格	単位
電	源	電	圧	Vcc	2~6	V
λ	カ	電	圧	Vin	0~Vcc	V
出	カ	電	圧	Vour	0~Vcc	V
動	作	温	度	Topr	- 40~85	°C
入力上昇,下降時間 (CLR 入力のみに適用)				tr. tr	$\begin{array}{l} 0 \sim 1000 \left(V_{CC} = 2.0 V \right) \\ 0 \sim 500 \left(V_{CC} = 4.5 V \right) \\ 0 \sim 400 \left(V_{CC} = 6.0 V \right) \end{array}$	ns
外向	t († 🗆	ンデ	> #	Cx	制限なしゃ	F
外	付付	ナ 抵	抗	Rx	5k 以上 (V _{cc} = 2.0V) + 1k 以上 (V _{cc} ≥ 3.0V) +	Ω

*RxおよびCxの最大許希値は、Cxのリーク電統、Rx/Cx最子の入力リーク電流。 および配線素板の表面接続などに起因するリーク電銃に関係します。 Rx>1MQの場合、外部ノイズの修習を受け易くなります。