

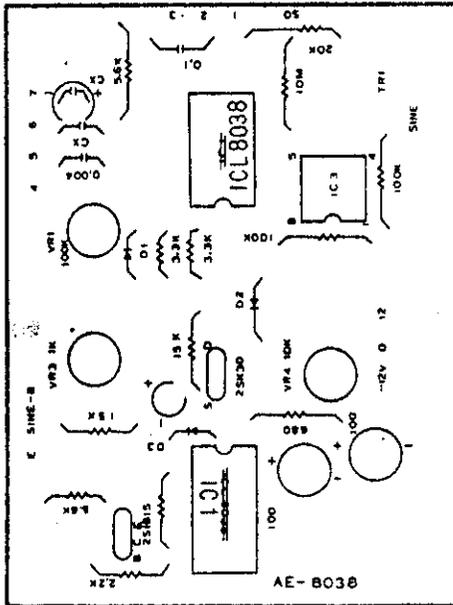
# 精密波形発生キット

高精度の正弦波・矩形波・三角波を発生





【部品配置図】



【専用プリント基板の訂正】  
シルク印刷の[IC1][ICL8038]の印刷が逆になっています。左図のように訂正いたします。

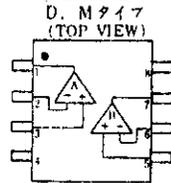
NJM4558/4559

■外形



NJM4558  
NJM4559

■端子接続図



ピン配列

1. A OUTPUT
2. A-INPUT
3. A+INPUT
4. V<sup>+</sup>
5. B+INPUT
6. B-INPUT
7. B OUTPUT
8. V<sup>-</sup>

○8038の10番ピンに接続されるコンデンサのシンボルをすべてCXとします。

- CX 選定の目安として、
- 0.001 $\mu$ F  $\rightarrow$  5KHz  $\sim$  100KHz
  - 0.01 $\mu$ F  $\rightarrow$  500Hz  $\sim$  10KHz
  - 0.1 $\mu$ F  $\rightarrow$  50Hz  $\sim$  1KHz
  - 1 $\mu$ F  $\rightarrow$  5Hz  $\sim$  100Hz となります。

尚、ホト上に実装できる数は3ヶですが、ロータリ-SWの接点が多いものを使えば、コンデンサの数は適宜ふやすことができます。

●有極性のコンデンサを使う場合、8038に接続される方が「プラス」となります。

キット部品内のCX用のコンデンサは、発振確認用のサンプルコンデンサとして含まれていますので、御必要の周波数バンドに合わせて、コンデンサを御用意いただければ、更に当キットの使い勝手がよくなり、便利かと存じます。

10 $\mu$ F  $\rightarrow$  0.5Hz  $\sim$  10Hz

1000pF  $\rightarrow$  50KHz  $\sim$  300KHz

コンデンサの特性によって歪が出る場合があるので、なるべく良いコンデンサを使って下さい。

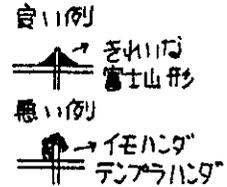
100KHz以上は、IC3を、ハイ・スループートタイプのオペアンプに変更する必要があります。

上記のように最下限・最上限の周波数を得る為には、それなりのテクニックが必要ですので、腕に自信のある方は、実験されてみて下さい。それ以外の方は、思惟ぬところで、トラブルが起りますので、あまり無理をしないで下さい。

\*ハイ・スループートのオペアンプとして、5532(シグネティクス/JRC)その他の2回路入りタイプのオペアンプが使用できます。

# 調整

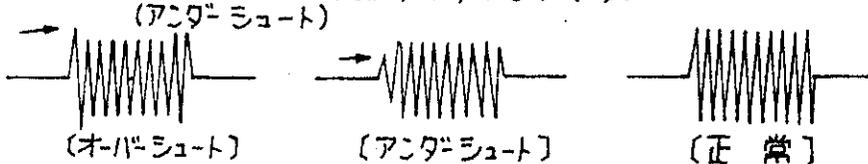
調整の前になによりも、ハンダ付のチェックを忘れないで下さい。細かい箇所がいくつもあるので、ハンダブリッジ等の不良点がないかどうか念入りにチェックして下さい。更に右に悪い例として示したようなハンダ付がある場合は、ハンダ付のやり直しを必ずして下さい。イモハンダ・テンプラハンダなどのハンダ付は、アマチュアのハンダ付としても論外です。もちろん、キットの完成は、お約束できません。(充分ハンダ付の練習をして腕前を上げてからキット製作にとりかかって下さい)。それからハンダは、安物を使わず、RH60%以上のヤニ入り1mm径以下のものを使って下さい。銀が数%含まれているものが最高です。高価ですが、ハンダとハンダゴテだけはケチらず、人に見せても恥かしくないハンダ付をして下さい。尚、ペーストは絶対に使用しないで下さい。経時変化で周りを酸化させるので、電子部品のハンダ付の場合は、使用厳禁です。



素子の破壊・不良、部品実装ミス、配線ミスがなければ、不動作の原因となるのは、ハンダ付に関する不良と考えて下さい。トラブルの解決はハンダ付の確認から。ほとんどの場合、素子は不良ではありません。

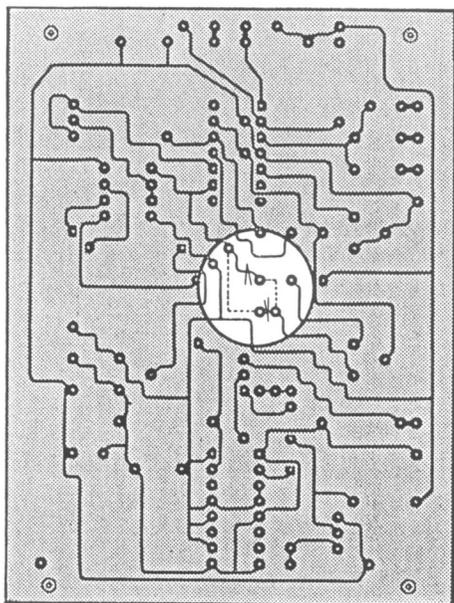
テストは必ず用意して下さい。できればオシロ/シンクロスコープがあると便利です。これは無くても聴覚による調整が可能です。聴覚による調整では、最も低歪になるポイントに合わせ込みます。

1. すべてのICをソケットにセットする前に、それぞれのICの電源ピンにあたる部に適正な電圧がかかっているかテストで確認して下さい。
2. SO又はTRI端子からそれぞれ出力があるかどうかオシロ/シンクロスコープで確認する。聴覚によるチェックの場合は、オーディオアンプ等に接続して音を出して下さい。VR3は、デューティ比調整用です。特別な使い方をする場合を除いてデューティ比は、50%にするのが一般的な調整方です。インサート データ4-46 図7参照。
3. VR1は、正弦波の歪を調整する為のVRです。
4. VR4は、IC4のオフセット電圧調整用です。これは、トーンバースト波の立ち上がり、立ち下りのオーバーシュートを最少にするものです。



VR4をしほりすぎると、トーンバースト出力は出なくなります。

## 【専用プリント基板の訂正】



専用プリント基板のパターン面について左図に示すような訂正があります。  
2箇所のある部分を切断して点線のようにジャンパ配線してください。

IC8038cc使用

**精密波形発生キット**

製作・技術 マニュアル

1985 5 30 HW (7)

秋月電子通商 発行

2nd Edition  
1987-2-1 HW (8)

図1は波形発生器のブロックダイアグラムである。外部コンデンサCは、フリップフロップによりスイッチオン・オフされる電流源#2とつねにオンの状態の電流源#1の2つの電流源で充電されるようになっている。

いまフリップフロップが電流源#2をオフにする状態にあるときを考えてみると、コンデンサは電流Iで充電されるのでそれにかかる電圧は時間について直線的に上昇する。この電圧が比較器#1のレベル（電源電圧の $\frac{1}{3}$ にセットしてある）に達すると、フリップフロップがトリガーされて状態を変え、電流源#2をリリースする。この電流源#2は通常では2Iの電流を流す様に設定されているため、コンデンサは正味Iの電流を時間に対して直線的に放電する事になる。この電圧が比較回路#2のレベル（電源電圧の $\frac{2}{3}$ にセットしてある）にまで達するとフリップフロップはトリガーされてもとの状態に戻る。このようにして、また新たなサイクルがスタートすることになる。

この基礎となる発生回路から4種類の波形をとり出すことができる。つまり、2つの電流源がそれぞれIと2Iにセットされていれば充電時間と放電時間とは等しいから、コンデンサの両端には三角波形が発生し、またフリップフロップからは方形波が発生して、それぞれはバッファを通して端子3と9からとり出せる。また、2つの電流源のレベルは2個の外部抵抗によって広範囲の中から選択することができるから、2つの電流Iおよび2Iとは異なる値にセットすれば、端子3からは不均整なごぎり波を、また端子9からは1%以下から99%以上の衝撃係数をもつパルスをとりに出すことができる。

正弦波は、このようにして発生した三角波をさらに非線形回路網（正弦変換回路）を通すことによって作り出される。この回路網は三角波の電位が両極値に向かって移動するにつれ、だんだん小さくなるような分岐インピーダンスを与えることによって正弦変換している。

## 詳細回路図 (図16)

トランジスタ $Q_1$ から $Q_{13}$ は電流源を構成している。基準電圧は抵抗分圧回路( $R_1, R_2$ )により電源電圧を正確に分圧(80%にセットされている)して作られ、それが端子7に現れる。周波数変調あるいは掃引を行なわない場合には、この端子7は端子8と短絡しておけば良い。

$Q_1$ がエミッタフォロウで動作するため端子8のインピーダンスは極めて高い。2個のラテラルnpnトランジスタ( $Q_2$ と $Q_3$ )はベース信号を $Q_1$ のエミッタから受けて、そのベース電圧およびエミッタと直列につながれた抵抗すなわち2個の外部抵抗によって決定される電流を流す。

ここまでの回路において、ベースエミッタ間電圧降下がキャンセルされているのに注意したい。つまり、 $Q_1$ のエミッタ電圧は基準電圧と比べて $V_{BE}$ だけ低い、端子4と5の電圧は $Q_1$ のエミッタ電圧と比べて $V_{BE}$ だけ高くなっているため端子8、5および4の電圧は等しくなる。だから外部抵抗に流れる電流は次式で与えられる。

$$I = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_{ext}} = \frac{R_1 \times V_{cc}}{(R_1 + R_2)R_{ext}} = 0.2 \frac{V_{cc}}{R_{ext}}$$

また、電流レンジを広くするために、npnトランジスタ( $Q_4, Q_5$ )をつけ加えて混成npn等価回路を形成している。こうして各電流源は10mAまで流すことができる。

$Q_7$ と $Q_8$ のダイオードバイアスされたトランジスタ接続により $Q_2$ と $Q_3$ のベースには少量の電流が流れるが、この電流はそのラテラルnpnトランジスタに対して十分なベース電流を供給するのに必要なだけの電流である。またダイオード $Q_6$ は始動電流通路の役目をする。

トランジスタ $Q_{10} \sim Q_{13}$ は電流比2:1のウィルソン型電流源回路である。 $Q_{11}$ のコレクタ電圧に変動がない限り、 $Q_{10}$ のコレクタには端子5を流れている電流の正確に2倍の大きさの電流が流れこむ。しかし、 $Q_{11}$ のコレクタがフリップフロップ( $Q_{25}$ )により接地電位にショートされると、 $Q_{10}$ のコレクタ電流はストップする。

2つある比較回路( $Q_{15} \sim Q_{22}$ )はそれぞれ差動Darlingtonベア一から成り、そのレベルは精密分圧回路( $R_9, R_8, R_{10}$ いづれも同抵抗値)から得ている。コンデンサCにかかる電圧が電源電圧の $\frac{2}{3}$ より小さい限り、npn差動ベア一の全電流は $Q_{17}$ と $Q_{18}$ を通して流れているが、電圧がちょうど $V_{cc}$ の $\frac{2}{3}$ になるとこの電流は $Q_{15}$ と $Q_{16}$ を通して流れるようにスイッチし、 $Q_{14}$ に電流を流してフリップフロップの状態を変える。

npn差動Darlingtonベア一( $Q_{19} \sim Q_{22}$ )についても同様の応答が得られる。コンデンサにかかる電圧 $V_{cc}$ の $\frac{1}{3}$ より大きい限り、 $Q_{21}$ と $Q_{22}$ だけに電流は流れているが、 $V_{cc}$ の $\frac{1}{3}$ の電圧になると $Q_{19}$ と $Q_{20}$ がオンになり、 $Q_{23}$ を通してフリップフロップの状態を変える。

以上のように2つの比較回路はどちらもDarlingtonベア一でできているから入力インピーダンスが非常に高く、波形発生器としては小さいタイミング電流で動作する。さらにこれらは閾値電圧あるいはその近辺でのみ電流を引きこむだけであるから、このような負荷をかけることにより生ずる誤差を無視することができる。

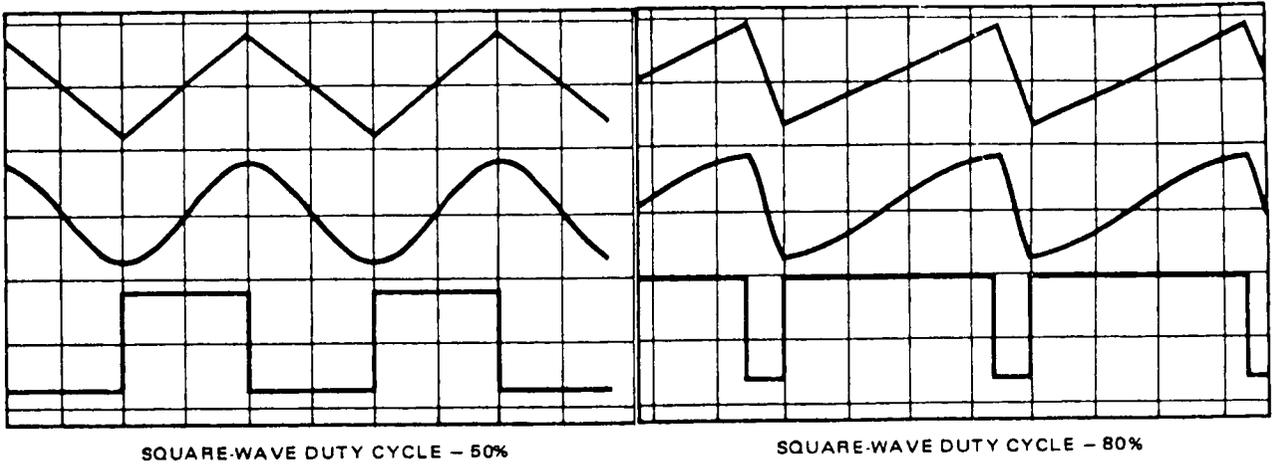
可能なかぎりの高速動作を達成するため、フリップフロップに使うトランジスタにはSchottkybarrierダイオードを用いて飽和を避けている。 $Q_{26}$ と $Q_{27}$ は抵抗 $R_{13}, R_{14}$ および $V_{R1}$ と共に基本的(RTL)フリップフロップを形成している。 $Q_{28}$ と $Q_{29}$ はトリガー要素として、交互に $Q_{27}$ のコレクタとベースを接地電位にショートさせてフリップフロップの状態を変える。

このフリップフロップは $Q_{30} \sim Q_{33}$ からなる内部電圧降下回路網によって得られるおよそ2Vで動作する。

$Q_{25}$ が電流源#2をコントロールしてオン・オフさせる。 $Q_{25}$ と $Q_{24}$ からなるのが方形波出力バッファ一段であって、その出力はオープンコレクタとなっている。この出力段の動作特性を図3に示す。端子9と $V_{cc}$ を負荷抵抗でつなげば、方形波出力は $V_{cc}$ と飽和電圧(接地電位近辺あるいは $-V$ )の間をスイッチングする。 $Q_{25}$ のコレクタは開放状態(すなわち内部負荷抵抗はない)であるから、方形波出力の負荷はトランジスタの破壊電圧以内(30V以下)の任意の電圧電源と接続できる。

ここでフリップフロップは右側でトリガーされ、左側から出力をとり出しているのに注意したい。これは、フリップフロップをそれが電流源に対して作用を及ぼす前に確実に反転させて、電圧のハンクアップや誤トリガリングなどの問題を避けるためである。

$Q_{35} \sim Q_{38}$ は三角波出力バッファ一段である。三角波形はコンデンサの電位よりも $V_{BE}$ だけ高い電位でとり出している。ダーリントンエミッタフォロウ( $Q_{35}, Q_{36}$ )はハイインピーダンスを得るためであるが、こうするとこんどは $Q_{36}$ のエミッタにあらわれる波形の電位はコンデンサの電位よりも $V_{BE}$ だけ低くな



SQUARE-WAVE DUTY CYCLE - 50%

SQUARE-WAVE DUTY CYCLE - 80%

図7. 波形間の位相関係

る。しかし、次のB級出力段でDCレベルを $V_{BE}$ だけ上げるので、結局端子3にあらわれる波形はコンデンサと同じ電位かつ大きくなる。また、トリガー閾値は $V_{cc}$ の $\frac{1}{3}$ と $\frac{2}{3}$ に選定されているため、三角波の平均電位(DC電位)は正確に電源電圧の半分であり、その全振幅はちょうど電源電圧の $\frac{1}{3}$ になる。正負電圧の等しい対電源で波形発生器を動作させれば、三角波の平均電位は接地電位に等しくなる。

この三角波出力段の動作特性を図4に示す。また、負荷は接地電位、 $+V$ あるいは $-V$ のいずれに向ってもつなぐ事ができる。

回路図中の残りの部分、トランジスタ $Q_{41} \sim Q_{53}$ は正弦波をつくり出すための回路である。基準電圧は8個必要で、それらは抵抗分圧回路 $R_{21} \sim R_{86}$ により得ており、正負電源電圧の中心点について対称になっている。三角波電位が正方向に第一基準電圧レベルを通過するときに $Q_{41}$ が導通し始め(npnおよびpnpトランジスタのベースエミッタ間電圧は打ち消し合っており、 $Q_{42}$ のベースと $Q_{41}$ のエミッタは基準電圧になる)、この電圧レベルにおいて三角波は $R_{44} : R_{21}$ の比率で減衰される。さらに電圧レベルが高くなるとより小さな値の分路抵抗も導通状態となり、このようにして非線形減衰回路は三角波を正弦波に変換する。波形の負部分については、極性を逆にした同様の減衰回路により変換する。

この正弦波出力の動作特性を図5に示す。また、図6は電流消費および周波数安定度に関する特性を、図7は3つの波形の位相関係を示すものである。

### 外部調整

波形の対称性については外部のタイミング抵抗で調整する。これには、図8a、bに示すように2通りの方法があるが、このうちaのようにタイミング抵抗を別々に設ける方法が抜群により成果をもたらす。 $R_A$ の値が三角波・正弦波の上昇部分および方形波の1の状態をコントロールし、先に述べたとおり2個の電流源の基準電圧は $0.2 \times V_{cc}$ であるから、それに流れる電流は、

$$I_A = \frac{0.2 \times V_{cc}}{R_A}$$

となる。

三角波の大きさは $\frac{1}{3} V_{cc}$ にセットされているから、

$$t_1 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times \frac{1}{3} \times V_{cc} \times R_A}{\frac{1}{3} \times V_{cc}} = \frac{2}{3} R_A \times C$$

また、三角波の下降部分では2つの電流源はともにオンであって、 $R_B$ に発生する電流を2倍してから $I_A$ をひくと、

$$I_B = \frac{\frac{1}{3} \times V_{cc}}{R_B} \times 2 - I_A$$

$$= \frac{2}{3} \times \frac{V_{cc}}{R_B} - \frac{1}{3} \times \frac{V_{cc}}{R_A}$$

よって、三角波・正弦波の下降部分あるいは方形波が0の状態である時間は、

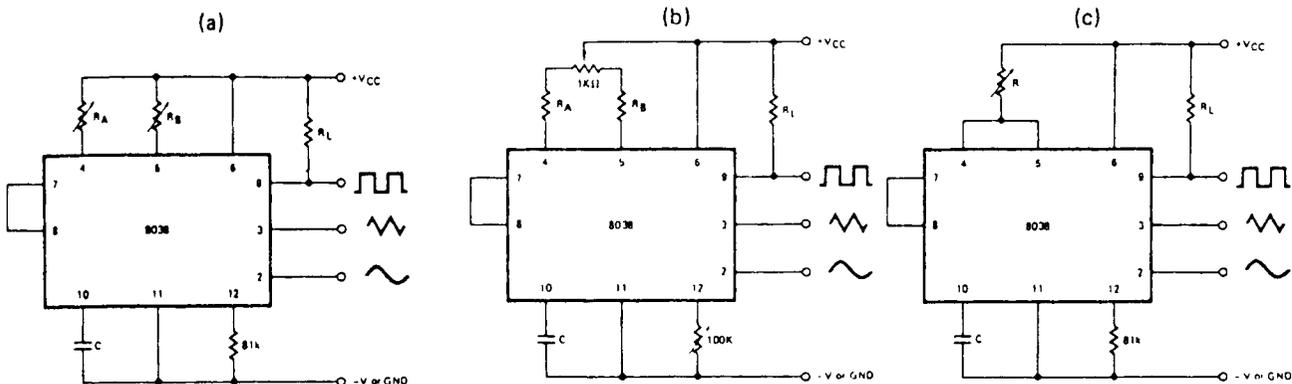


図8. 外部タイミング抵抗の各種接続法

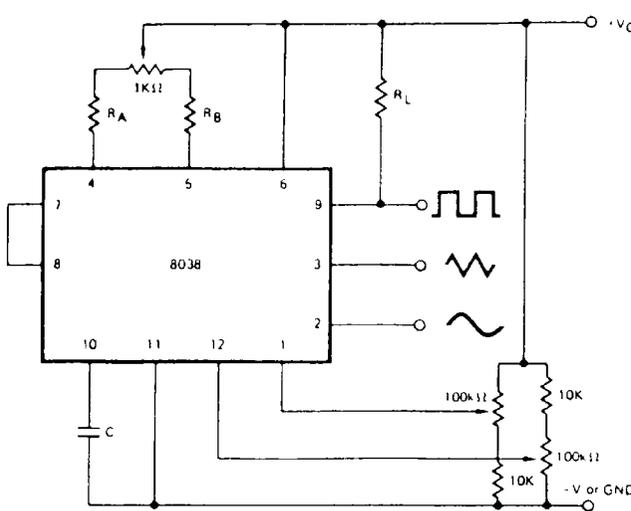


図9. 正弦波の歪を最少にするための接続法

$$t_2 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times \frac{1}{2} V_{cc}}{\frac{1}{2} \times \frac{V_{cc}}{R_B} - \frac{1}{2} \times \frac{V_{cc}}{R_A}} = \frac{1}{2} \times \frac{R_A R_B C}{2 R_A - R_B}$$

となる。これから、 $R_A = R_B$ のときに衝撃係数は50%になるのがわかる。

もし衝撃係数を50%近辺の狭い範囲で変化させるだけでよいならば、図8bのように接続するのが便利である。衝撃係数の調整が必要でない場合には、図8cのように端子4と5を短絡してしまえばよい。しかし、この接続方法は本質的に衝撃係数の大きな変動をおこす虞がある。

2個の別々なタイミング抵抗を用いる場合、周波数は次式で与えられる。

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{1}{2} R_A C \left( 1 + \frac{R_B}{2 R_A - R_B} \right)}$$

ここで $R_A = R_B = R$ ならば

$$f = \frac{0.3}{RC} \quad (\text{図8aの場合})$$

となる。

$R_A$ および $R_B$ の値としては1kΩ以上1MΩ以下にとるのが適当である。

タイミング抵抗を1個だけ使う場合(図8bおよびc)、周波数は

$$f = \frac{0.15}{RC}$$

になる。

また、上で得られた式から、時間や周波数はたとえIC内部で電圧が調整されなくても電源電圧とは無関係に決定されることに気がつく。これは電流と閾値はともに電源電圧に関して直接で線形な関数であって、電源電圧の影響を打ち消し合うからである。

正弦波の歪を小さくするには、端子11と12を100kΩの可変抵抗器でつないで調整すればよい。こうすると歪は1%以下におさえることができる。さらに精度をよくするには、2個のポテンシオメータを図9のように接続するとよい。これにより、正弦波の歪はほぼ0.5%まで減少させることができる。

## RA, RB, Cの適切な値

出力信号周波数に対するRCの組合せはかなり広範囲で考えられる。しかし最良の動作をさせるには4ピン、5ピンに流す電流の大きさに制限がある。小さい方では1μAが限界であり、それ以下では高温になると、リーク電流が無視できなくなる。

大きい方では( $I > 5 \text{ mA}$ )、トランジスタの $h_{fe}$ や飽和電圧の誤差が無視できなくなる。従って4ピン、5ピンに流す電流は10μAから1mAの間の時最良の動作をする。

## 周波数変調と掃引

先に述べたように、この波形発生器の周波数は端子8にあられる(+V<sub>cc</sub>から測った)DC電圧の直接関数であるから、この電圧を変化させることによって周波数変調することができる。

±10%といった小さな偏移の場合には、図10aのように単にコンデンサーでDCデカップルして直接に端子8に交調信号を入れればよい。端子7と8の間の外部抵抗は特に必要とはしないが、入力インピーダンスを高くする意味で入れてある。それがないと(つまり端子7と8が短絡されていると)入力インピーダンスは8kΩである為、入れればこのインピーダンスは $R + 8 \text{ k}\Omega$ にふえる。

さらに大きなFM偏移の場合、あるいは周波数掃引を行なう場合には、交調信号を正電源電圧と端子8との間にかける(図10b)。こうすると、交調信号だけによって電流源抵抗はバイパスされ、

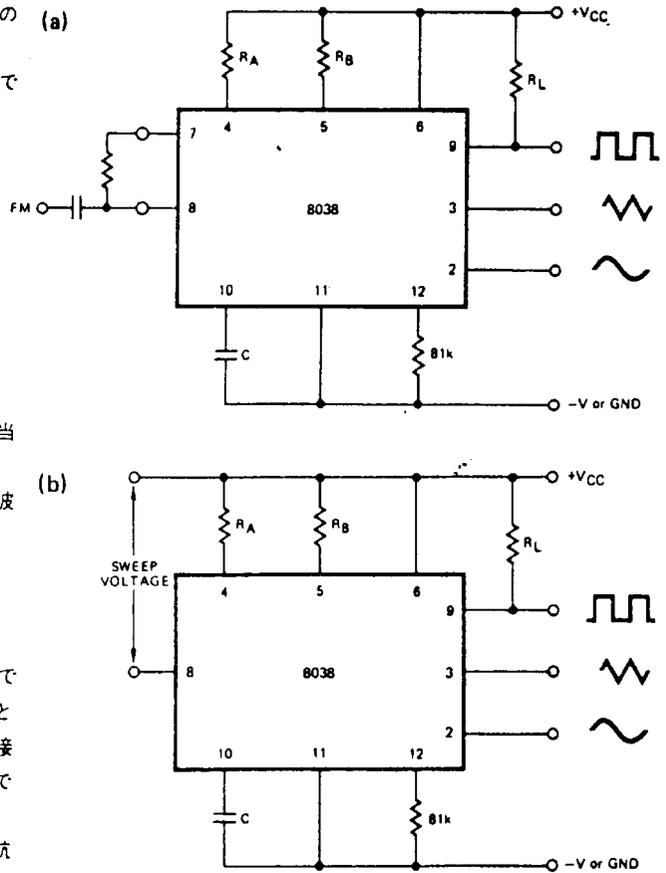


図10. 周波数変調 (a) 及びスイープ (b) のための接続法

掃引レンジを大きく広げることができる(たとえば1000:1くらい。また、 $V_{sweep}=0$ のとき $f=0$ となる。)。しかし、電源電圧を安定化する必要がでてくる。なぜなら、この回路図では充電電流はもはや電源電圧の関数ではなくなっている一方、トリガー閾値はそのままのため、周波数は電源電圧にも関係してくるからである。端子8には $V_{cc}$ からほぼ $V_{cc}$ の3/4までの間の掃引電位をかけられる。

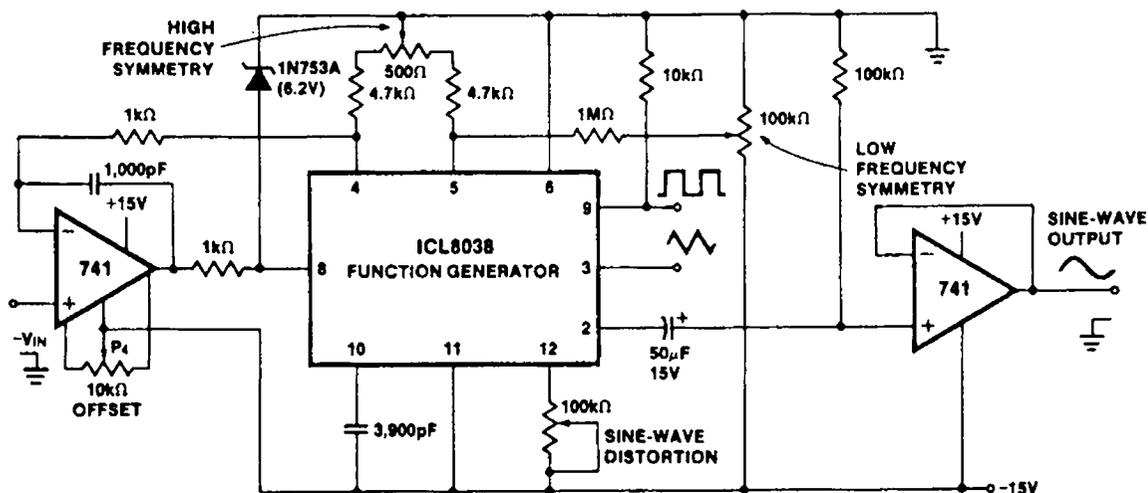


図11. リニア電圧制御発振器

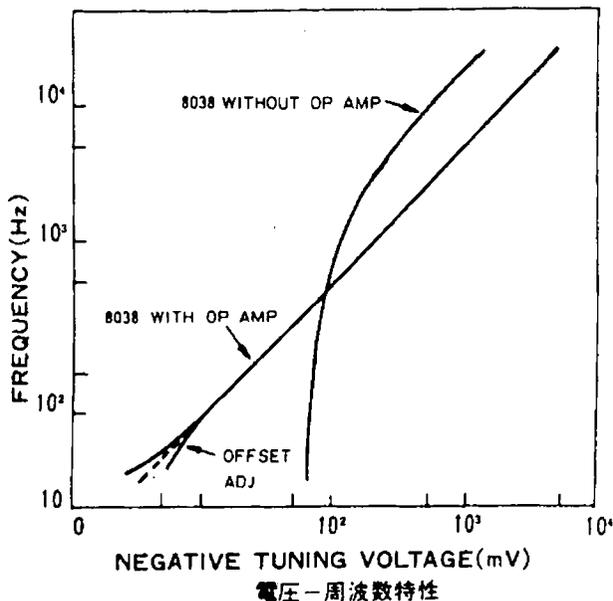
## リニア電圧制御発振器 (Linear VCO)

8038は広範囲の掃引が可能であるので出力サイン波のVoltage Controlled Oscillatorとして使われるが、8038内の電流源の値に限界があるので、電圧対周波数特性はその大部分の掃引範囲で非直線的である。しかし図11のように8038の入力に外部OPアンプを接続して適度な調整をする事により全オーディオ領域において特性を直線的にすることができる。8038には2つの電流源があり、そのうち1つは常に一定の電流 $I$ を外部積分コンデンサに供給していて、もう一方の電流源はレベルコンパレータによって“ON”“OFF”され“ON”の時コンデンサから電流 $2I$ を放電させる。従ってコンデンサは電流 $I$ で充電し、電流 $2I$ で放電するので電流 $I$ に応じた周波数の均整のとれた三角波(それと同時にサイン波に変換される)が発生する。しかし入力電圧対この電流の関係は直線的でないで入力電圧対周波数も直線的でない。この関係に直線性を持たせるためには図11に示したように外付けOPアンプを通して制御電圧入力端子(8番ピン)に入力電圧を加えればよい。このOPアンプは常に一定の電流を流して電流源をドライブする。OPアンプの反転入力端子にフィードバックする電圧が $V_{IN}$ に等しくなるのでこの電流源の電流は $V_{IN}$ により直接ドライブされる。8038の2つの電流源は本質的にマッチングしてしかも“ON”“OFF”される電流源は常時流れている電流源に追従しているのでさらにリニアライズされる。“ON”“OFF”される電流源は電流 $-2I$ を流す電流反転回路/2倍器をドライブする。IN 753A ツェナーダイオードは8038の制御入力電圧が正方向に $+0.6V$ 以上にならないように又負方向に $-6.2V$ 以下にならないように保護している。

出力OPアンプは単なるバッファで低出力インピーダンスである必要のない場合は省略してもよい。

出力波形は4つのポテンシオメータにより整形される。始めに高い方の周波数において9番ピンの矩形波のduty cycleを $P_1$ により調整し、次に $P_1$ 、 $P_2$ で2番ピンのサイン波の波形を整形する。その後低周波のサイン波形を $P_2$ のトリマーで整形する。

その後オフセット調整用ポテンシオメータ $P_3$ で直線性を調整する。



電圧-周波数特性

## モノリシック

## 精密波形発生器／電圧制御発振器

### 特長

- 発振周波数の温度安定度が極めて高い……………50PPm/°C
- 正弦波、三角波、矩形波の三出力を同時に得られます。
- 大振幅出力が得られます。……矩形波ではTTLレベルから28Vまで。
- 低歪率の正弦波が得られます。………1%
- リニアリティの良い周波数変調ができる。………0.1%
- 使用法が簡単です。………わずかの外付部品で動作。
- 周波数動作範囲がひろい。………0.001Hz～0.3MHz
- Duty Cycle 可変です。………2%から98%まで

### 概要

ICL8038はわずかの外付部品で高精度の正弦波、矩形波、三角波、のこぎり波およびパルス波を発生する、モノリシックICによる波形発生器です。

発振周波数（またはくりかえし周期）は $\frac{1}{1000}$ Hzから300kHzまで外付部品により自由に設定でき、温度および電源電圧範囲において極めて安定しています。

外部からの電圧によって、周波数変調および掃引動作をさせることができ、また、発振周波数は、外付抵抗およびコンデンサの値によって、プログラム設定が行なえます。

このICL8038は薄膜抵抗、ショットキーバリアー・ダイオード等の最新のモノリシックIC技術を利用して作られており、また本ICをPLL回路のVCOとして利用すれば、温度ドリフト50ppm/°C以下の優れた回路が得られます。

### ブロック回路図

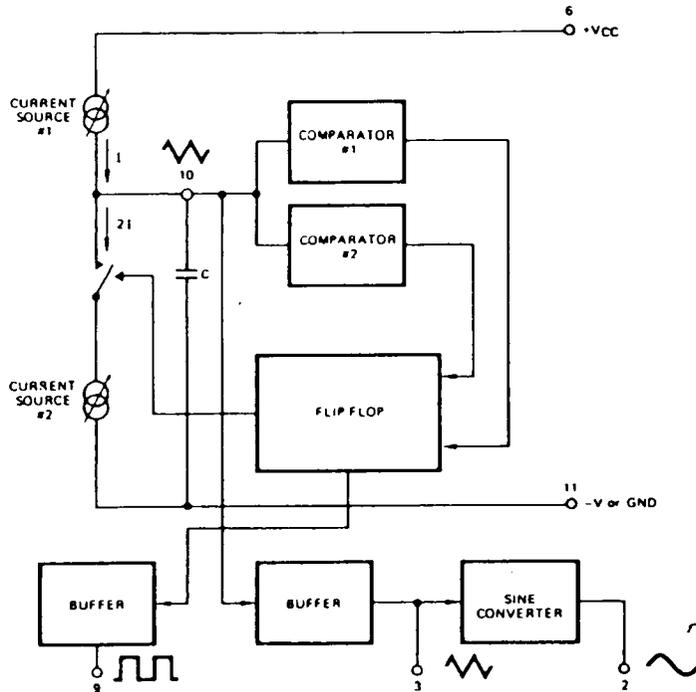
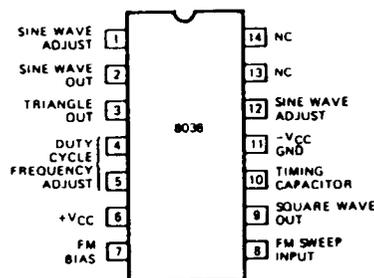


FIGURE 1. BLOCK-DIAGRAM OF WAVEFORM GENERATOR.

### ピン接続



## MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage .....	±18V or 36V Total
Power Dissipation <sup>(1)</sup> .....	750mW
Input Voltage (any pin) .....	Not To Exceed Supply Voltages
Input Current (Pins 4 and 5) .....	25mA
Output Sink Current (Pins 3 and 9) .....	25mA
Storage Temperature Range .....	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range:	
8038AM, 8038BM .....	-55°C to +125°C
8038AC, 8038BC, 8038CC .....	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) .....	300°C

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

**NOTE 1:** Derate ceramic package at 12.5mW/°C for ambient temperatures above 100°C.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>SUPP</sub> = ±10V or +20V, T<sub>A</sub> = 25°C, R<sub>L</sub> = 10kΩ, Test Circuit Unless Otherwise Specified)

SYMBOL	GENERAL CHARACTERISTICS	8038CC			8038BC(BM)			8038AC(AM)			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V <sub>SUPP</sub>	Supply Voltage Operating Range										
V <sup>+</sup>	Single Supply	+10		+30	+10		30	+10		30	V
V <sup>+</sup> , V <sup>-</sup>	Dual Supplies	±5		±15	±5		±15	±5		±15	V
I <sub>SUPP</sub>	Supply Current (V <sub>SUPP</sub> = ±10V) <sup>(2)</sup>										
	8038AM, 8038BM				12		15	12		15	mA
	8038AC, 8038BC, 8038CC		12	20		12	20		12	20	mA
<b>FREQUENCY CHARACTERISTICS (all waveforms)</b>											
f <sub>max</sub>	Maximum Frequency of Oscillation	100,000			100,000			100,000			Hz
f <sub>sweep</sub>	Sweep Frequency of FM		10			10			10		kHz
	Sweep FM Range <sup>(3)</sup>		35:1			35:1			35:1		
	FM Linearity 10:1 Ratio		0.5			0.2			0.2		%
Δf/ΔT	Frequency Drift With Temperature <sup>(5)</sup> +25°C to +70°C (+125°C) 0°C (-40°C) to +25°C		250			150			80		ppm/°C
			250			200			120		
Δf/ΔV	Frequency Drift With Supply Voltage (Over Supply Voltage Range)		0.05			0.05			0.05		%/V <sub>SUPP</sub>
	Recommended Programming Resistors (R <sub>A</sub> and R <sub>B</sub> )	1000		1M	1000		1M	1000		1M	Ω
<b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>											
I <sub>OLK</sub>	Square-Wave Leakage Current (V <sub>o</sub> = 30V)			1			1			1	μA
V <sub>SAT</sub>	Saturation Voltage (I <sub>SINK</sub> = 2mA)		0.2	0.5		0.2	0.4		0.2	0.4	V
t <sub>r</sub>	Rise Time (R <sub>L</sub> = 4.7kΩ)		180			180			180		ns
t <sub>f</sub>	Fall Time (R <sub>L</sub> = 4.7kΩ)		40			40			40		ns
	Duty Cycle Adjust	2		98	2		98	2		98	%
	Triangle/Sawtooth/Ramp Amplitude (R <sub>TRI</sub> = 100kΩ)	0.30	0.33		0.30	0.33		0.30	0.33		xV <sub>SUPP</sub>
	Linearity		0.1			0.05			0.05		%
Z <sub>OUT</sub>	Output Impedance (I <sub>OUT</sub> = 5mA)		200			200			200		Ω
	Sine-Wave Amplitude (R <sub>SINE</sub> = 100kΩ)	0.2	0.22		0.2	0.22		0.2	0.22		xV <sub>SUPP</sub>
	THD (R <sub>S</sub> = 1MΩ) <sup>(4)</sup>		2.0	5		1.5	3		1.0	1.5	%
	THD Adjusted (Use Fig. 8b)		1.5			1.0			0.8		%

**NOTE 2:** R<sub>A</sub> and R<sub>B</sub> currents not included.

**NOTE 3:** V<sub>SUPP</sub> = 20V; R<sub>A</sub> and R<sub>B</sub> = 10kΩ, f = 9kHz; Can be extended to 1000.1. See Figures 13 and 14.

**NOTE 4:** 82kΩ connected between pins 11 and 12, Triangle Duty Cycle set at 50%. (Use R<sub>A</sub> and R<sub>B</sub>.)

**NOTE 5:** Fig. 2, pins 7 and 8 connected, V<sub>SUPP</sub> = ±10V. See Fig. 6c for T.C. vs V<sub>SUPP</sub>.

TEST CONDITIONS

PARAMETER	R <sub>A</sub>	R <sub>B</sub>	R <sub>L</sub>	C <sub>1</sub>	SW <sub>1</sub>	MEASURE
Supply Current	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Current into Pin 6
Maximum Frequency of Oscillation	1kΩ	1kΩ	4.7kΩ	100pf	Closed	Frequency at Pin 9
Sweep FM Range <sup>(1)</sup>	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Open	Frequency at Pin 9
Frequency Drift with Temperature	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 9
Frequency Drift with Supply Voltage <sup>(2)</sup>	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 9
Output Amplitude: Sine	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Pk-Pk output at Pin 2
Triangle	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Pk-Pk output at Pin 3
Leakage Current (off) <sup>(3)</sup>	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Current into Pin 9
Saturation Voltage (on) <sup>(3)</sup>	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Output (flow) at Pin 9
Rise and Fall Times	10kΩ	10kΩ	4.7kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Duty Cycle Adjust: MAX	50kΩ	~1.6kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
MIN	~25kΩ	50kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Triangle Waveform Linearity	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 3
Total Harmonic Distortion	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 2

NOTE 1: The hi and lo frequencies can be obtained by connecting pin 8 to pin 7 (f<sub>hi</sub>) and then connecting pin 8 to pin 6 (f<sub>lo</sub>). Otherwise apply Sweep Voltage at pin 8 (2/3 V<sub>SUPP</sub> + 2V) ≤ V<sub>SWEEP</sub> ≤ V<sub>SUPP</sub> where V<sub>SUPP</sub> is the total supply voltage. In Fig. 2, pin 8 should vary between 5.3V and 10V with respect to ground.

NOTE 2: 10V ≤ V\* ≤ 30V, or ±5V ≤ V<sub>SUPP</sub> ≤ ±15V.

NOTE 3: Oscillation can be halted by forcing pin 10 to +5 volts or -5 volts.

語句の説明

電源電流 8038を駆動するのに必要な電源電流。ただし、出力負荷を流れる電流と、R<sub>A</sub>, R<sub>B</sub>の抵抗を流れる電流は含まれない。

回路が確実に働く事のできる周波数範囲

FM掃引範囲 8番ピンに掃引電圧を加える事により変化させる事のできる最低周波数と最高周波数の比。確実な動作をさせるために掃引電圧は下記の範囲でなければならない。  
( $\frac{2}{3}V_{CC} + 2V$ ) < V<sub>SWEEP</sub> < V<sub>CC</sub>

FM直線性 掃引電圧対出力周波数の曲線において考えられる最良直線からの偏差の百分率。

周波数の温度ドリフト 出力周波数の温度変化率

周波数の電源電圧ドリフト 出力周波数の電源電圧変動に対する変化率

出力電圧の振幅 出力波形のPeak to Peakの振幅

矩形波の飽和電圧 Q<sub>01</sub>が"ON"した時、のQ<sub>02</sub>のコレクタ電圧、つまり出力電圧の値。これはシンク電流2mAの時の値。

立上り時間、立下り時間 矩形波出力がその最終値の10%から90%又は90%から10%に変化するまでの時間

三角波の直線度 三角波波形の立上り又は立下りの直線からのずれを百分率で表わしたのもの。

THD (Total Harmonic Distortion) サイン波形の全高調波歪。

テスト回路

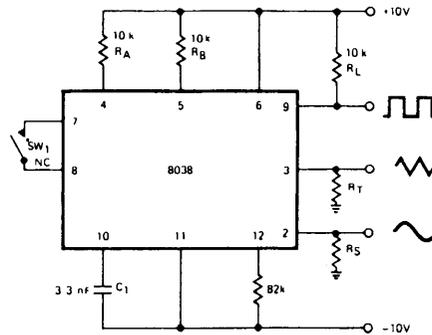


図 2

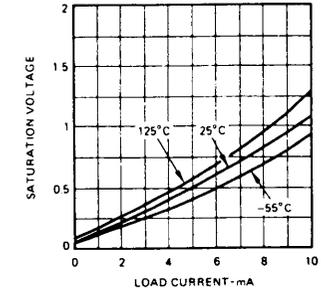
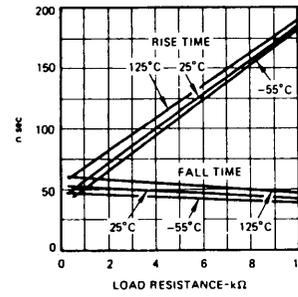


図 3. 矩形波出力特性 (9ピン)

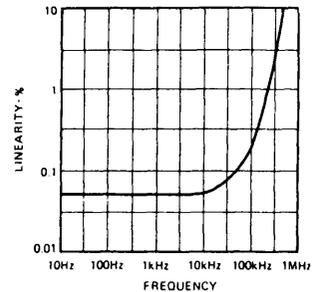
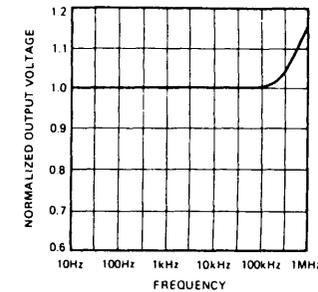
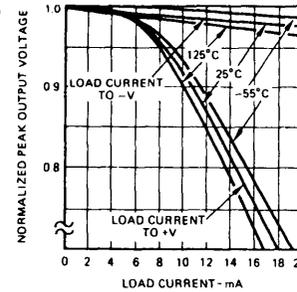


図 4. 三角波出力特性

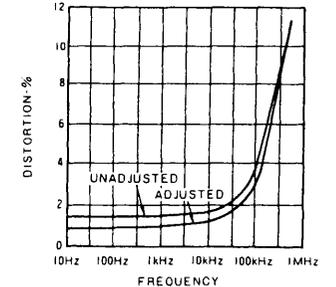
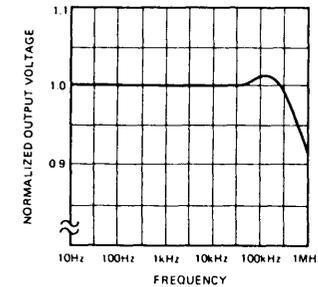


図 5. 正弦波出力特性

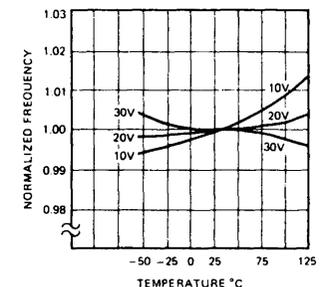
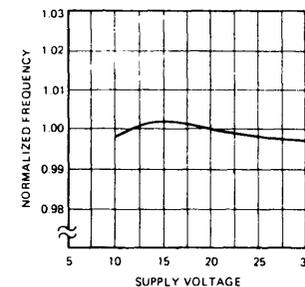
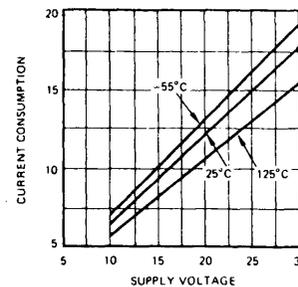


図 6. 消費電流特性と、周波数安定度特性

## 8038に関するQ & A

Q1. 外部から周波数掃引したいが100:1 (あるいは50:1) (あるいは10:1) のレンジまでしか得ることができない。いったいどのくらいの掃引レンジを期待できるのか？

A. まず、出力周波数が何によって決定されるかを見よう。回路図左上のピン8のところからはじめると、ピン8からピン5まではNPNQ<sub>1</sub>のエミッタ・ベースとPNPQ<sub>2</sub>のエミッタ・ベースでつながれており、これら2つのダイオードによる電圧降下がお互いにほぼキャンセルしあうのでピン8、5および4は同電位となっている。このため、V<sub>+</sub>とピン8間の電圧と外部抵抗R<sub>A</sub>およびR<sub>B</sub>にかかる電圧とが等しくなる。これはテキストに掲載した2個の抵抗に同じ電圧をかけるやり方の例であるが、こうして発生した2つの電流によって2つの固定電圧間を上下してコンデンサーを充放電している。これは線形系をなしているから、抵抗にかかる電圧を10Vから1Vに減らせば周波数も10:1の割合で小さくなり、また1Vから0.1Vに替えても周波数を10:1に変化させることができる。したがって、外部抵抗にかかる電圧をたとえば10Vから10mVに変化させれば周波数を1000:1に変化させることができるはずである。ところがこのくらい大きな掃引レンジになると、いくつかの原因により理想レンジより小さくなってしまふ。

Q2. ピン8 (FM 掃引入力) の電圧を変えることによりこのような大レンジを得ることができるというのであるが、ピン8をV<sub>+</sub> (ピン6) にショートしても比率は100:1くらいにしかならなかった。

A. これは実際よくあることである。ピン8とV<sub>+</sub>をショートして外部抵抗R<sub>A</sub>、R<sub>B</sub>にかかる電圧を検査してみると、100mVあるいはそれ以上を示している。これはIC内部のトランジスタの配置および電流レベルの違いにより生ずる、Q<sub>1</sub>・Q<sub>2</sub>間およびQ<sub>1</sub>・Q<sub>3</sub>間のV<sub>be</sub>の不整合によるものである。だからこれらの抵抗にかかる電圧をもっと小さくするには、ピン8をV<sub>+</sub>以上にもち上げなければならない。

Q3. 分離電源を用いないでピン8をV<sub>+</sub>以上にもち上げるにはどうすればよいか？

A. なんといっても電位差はせいぜい数100mVであるから8038に影響を及ぼす危険はない。少しだけ高い電位を得る1つの方法は、8038と外部抵抗への供給電圧をそれだけ低くすることである。最も簡単にこれを行なうには、図13に示すようにピン6と抵抗R<sub>A</sub>及びR<sub>B</sub>と直列に1個のダイオードを入れればよい。こうして掃引レンジを1000:1に拡大することができる。

Q4. よくわかった。これで大周波数掃引レンジを得ることができる。しかし、周波数が低くなると衝撃係数が変化しそのため歪が大きくなるようだ。

A. この原因の1つはQ<sub>2</sub>とQ<sub>3</sub>のV<sub>be</sub>のわずかな違いである。同一トランジスタを2個作るとき、V<sub>be</sub>に数mVあるいはそれ以上の違いが生ずることは珍しい。ピン7と8を接続する標準的8038接続においてはR<sub>A</sub>とR<sub>B</sub>にかかる電圧は数Vだから、この程度の小さな不整合は無視できる。しかし、掃引

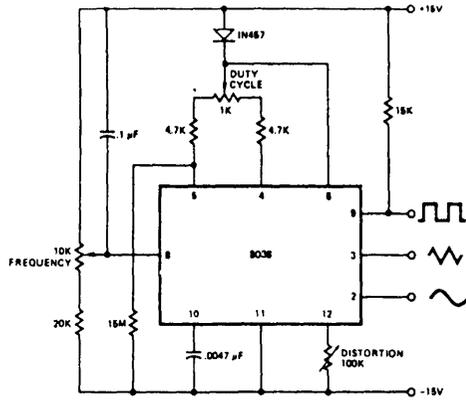


図13. 20Hzから20KHz, 周波数可変低周波発振器

モードにおいてピン8の電圧がV<sub>+</sub>に近くてR<sub>A</sub>およびR<sub>B</sub>にほんの数10mVしかかからない場合には、V<sub>be</sub>の不整合が充電電流の大きな不整合となって現われ、このため衝撃係数が変化する。歪を最低におさえるには、R<sub>A</sub>およびR<sub>B</sub>にかかる最小電圧を100mVくらいに保つのが得策である。もちろんこうすると周波数レンジは40:1くらいに制限されることになる。

Q5. R<sub>A</sub>、R<sub>B</sub>として高抵抗値のものを使うと似たような衝撃係数の問題が生じる。これは何故起こるのか？

A. 充放電電流がきわめて小さいときに重要になる誤差原因はもう1つあり、この誤差電流なるものがQ<sub>1</sub>のエミッタ電流である。8038のアプリケーション・ノートには全回路についての説明が載っているが、明らかにコンデンサーの充電電流はR<sub>A</sub>を流れる電流であり、それがダイオードQ<sub>1</sub>を通過して外部コンデンサーCに流れこむことがわかる。放電電流はR<sub>B</sub>中を流れる電流がダイオードQ<sub>1</sub>を通過してくるものと、Q<sub>1</sub>の電流 (ほんの数µA) をあわせたものである。常態ではこのQ<sub>1</sub>電流は無視できるのであるが、R<sub>B</sub>を流れる電流が小さい場合にはこの電流のために放電が速くなる。こうした問題は外部抵抗にかかる電圧が小さい場合、掃引回路中にも現われる。

Q6. 周波数掃引レンジ最大、しかも最低歪とするにはどうしたらよいか？

A. まず第一に、できるだけ供給電圧を大きくすること (±15Vあるいは+30Vが便利)。これによりV<sub>be</sub>の不整合問題を最小にでき、ピン8に加える電圧範囲も広くとれる。ピン8の電位はV<sub>cc</sub> (より少し高め) と%V<sub>cc</sub>+2Vの間で掃引するとよい。ただしV<sub>cc</sub>は8038にかかる全電圧。特に±15V(+30V)電源を使う場合には、外部抵抗にかかる電圧は三角波のクリップがおこらないようにゼロからほぼ10Vまで変化させることができる。

第二に、Q<sub>1</sub>による誤差を抑えるために最大電流を比較的大きくする (1あるいは2mA)。もっと大きな電流を使うこともできないわけではないが、8038に使われている小面積トランジスタのV<sub>be</sub> (飽和) やバルク抵抗などによる問題が

第三に、R<sub>A</sub>、R<sub>B</sub>として分離した2個の抵抗を用いることがたいせつである。ピン4と5をつないで1個の抵抗ですませると、トランジスタQ<sub>2</sub>とQ<sub>3</sub>が差動アンプを形成し、その利得は零入力電流とピン4・5間のインピーダンスによって決定される。誤差はこの差動アンプ接続 (ピン4と5をショートすること) と密接な関係がある。明らかにそのゲインにしたがって電流がQ<sub>2</sub>とQ<sub>3</sub>に分けられることになるから、オフセット電圧あるいは差動電圧がどんなに小さくても充放電電流にしたがって衝撃係数に顕著な不均衡をもたらすことになる。この接続によりさらに微妙な影響を受けるのは、ピン10の実効キャパシタンスである。ピン4と5をいっしょにつなぐと、Q<sub>2</sub>とQ<sub>3</sub>の複合接続を加えて「ミラー効果」のためピン10に数百PFのキャパシタンスを生じ、最高発振周波数を制限する重要な原因となる。ある発振周波数を得るために外部コンデンサーの値をいくつにするかを決定する際、この実効キャパシタンスについて考慮しなければならない。単一抵抗接続は回路の簡単化という点では優れているが、厳密な動作を行なわせる場合にはR<sub>A</sub>、R<sub>B</sub>の分離した2個の抵抗を用いることを推薦する。

最後に、最低歪となるように各ピンについてトリミングすることが必要である。ピン7と8をショートするかあるいはピン8の電位を外部からピン7の電位近くにセットするかしたのち、衝撃係数が50%となるようにR<sub>A</sub>、R<sub>B</sub>の比率を調整する。次に、希望する最小歪に従ってピン12のあるいはピン1と12のポテンシオメータを調整する。これらの調整をしたあとで、問題の最低周波数にピン8の電圧をセットする。ここでの衝撃係数のシフトを起こす主要誤差はQ<sub>1</sub>の過電流によるものであるから、これはピン5から小電流を横流しすることにより部分的に補償できる。この最も簡単な方法は、衝撃係数が50%に戻るようにピン5とV<sub>-</sub>を高抵抗 (10~20MΩ) でつなげばよい。こうすることによって、低歪と大掃引レンジを適当に妥協させることができる。

Q7. この波形発生器はジャンクではないか。三角波は非直線で傾斜が逆転するとき大きなグリッチがある。

A. あなたはたぶん、R<sub>A</sub>とR<sub>B</sub>にかかる電圧を一定に保つのに苦労しているのではないと思う。ピン9のパルス出力は、両電源端子間につながれたある適当な負荷に流れる電流をスイッチ・オン、オフする役目をしている。それによる電源変動が充電電流の突動となって現われ、そのために非線形となる。IC素子の両電源端子から接地電位にデカップリングするとよい。またピン7と8は敏感でスイッチング過渡信号をひろいやすい。(ピン8と9の配線が並行しているプリント回路板では特にそうである。)だからV<sub>+</sub>とピン8の間にコンデンサー (0.1µF以上) を入れるのが当を得ている。パルス出力を必要としない場合には過渡現象を最小にするため、ピン9を開放しておく。

Q8. 周波数の温度ドリフトを最低にするための最適供給電圧はどのくらいか？

A. 8038AM、8038AC、8038BM および8038BCはすべてV<sub>cc</sub>=+20V (あるいは±10V) で温度ドリフト・テストされている。データ・シート4ページ右下の曲線が、他の供給電圧における周波数-温度特性を示している。

Q9. データ・シートに載っている種々の波形の位相関係は混乱していてわかりにくい。

A. 解説すると、正弦波は三角波からつくられるのであるから両波形は同位相でなければならない。回路動作を考慮してチェックすれば、ピン9のパルス波形はコンデンサーが充電されているとき (三角波が上り坂のとき) HIGHで、放電している間 (三角波が下り坂のとき) LOWである。

Q10. 8038データ・シート3ページのパラメータ・テスト・コンディションについて、最小および最大衝撃係数調整用の指定値では動作すると思えないが。

A. そのとおりだ。充電電流は、R<sub>A</sub>からの電流はスイッチ・オフされているから、R<sub>B</sub>のみによって決定される放電電流はR<sub>A</sub>の電流とR<sub>B</sub>電流の2倍との差のみである。したがってR<sub>B</sub>を変えると放電時間にのみ影響し、R<sub>A</sub>を変えると充放電の両時間に影響を与える。short negative going pulses (衝撃係数50%以上) にするにはR<sub>B</sub>の値を小さくすればよい (たとえばR<sub>A</sub>=50KΩ、R<sub>B</sub>=1.6KΩ)。short positive going pulses (衝撃係数50%以下) にするにはR<sub>A</sub>を流れる電流がR<sub>B</sub>を流れる電流の2倍のときに制限値となる (たとえばR<sub>A</sub>=50KΩ、R<sub>B</sub>=25KΩ)。

Q11. 波形をスイッチ・オン、オフする必要があるが、8038をstrobeするよい方法は？

A. 双電源電圧 (たとえば±15V) を使い、外部コンデンサー (ピン10) をショートすることによって正弦波および三角波がツねにゼロ交点から出発するようにできる。ランダム・スイッチングだと上り坂でスタートするか下り坂でスタートするかは50/50の確立である。図14のようにピン9を使って簡単なANDゲートを作ると、どちらか一方の坂でのみストロブするようにできる。単電源を使う場合には、コンデンサー (ピン10) をV<sub>+</sub>かあるいは接地電位にスイッチして、比較器を充電モードあるいは放電モードのどちらかにセットさせることができる。この方法の欠点として、次のバーストの初サイクルが正常サイクルよりも30%長くなる。

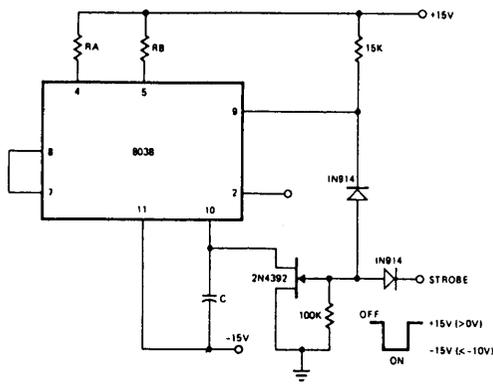


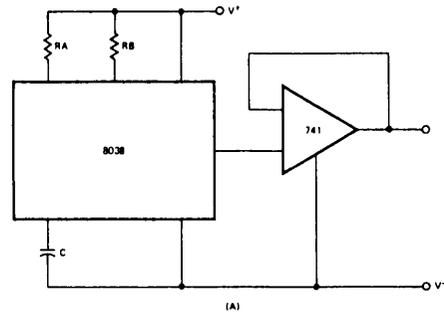
図14. トーンバースト信号発生器

Q12. 正弦波出力の負荷による影響をなくすための緩衝回路を設けたいがどうすればよいか？

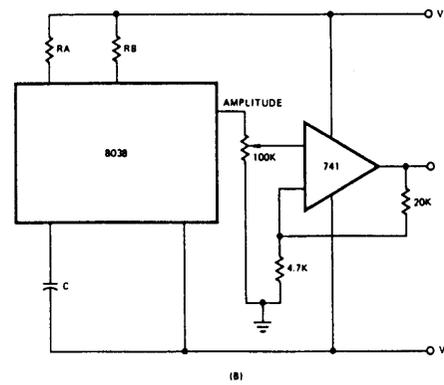
A. 最も簡単な回路は、図15Aに示すような簡単なオペアンプのフォロアである。図15Bに示すもうひとつの回路では、8038に影響を与えることなく、振巾とオフセットのコントロールができる。どちらの回路もAC、DC両結合ができるが、AC結合の場合、オペアンプのノン・インバーティング入力は100kΩの抵抗でアースする。

Q13. このデバイスは手に感じるほど熱くなくても大丈夫か？

A. 8038は本質的に抵抗性のデバイスなので電力消費は $E^2/R$ となり±15Vではかなり熱くなり、自己発熱により電力消費が最大定格を超えてしまうデバイスもある。従って供給電源は±12V以下で設計される事をお勧めします。



(A)



(B)

図15. 正弦波出力用バッファアンプ

Q14. 温度変化に対する出力振巾の安定性は？

A. 三角波の振巾は温度の上昇につれ少しずつ減少する。標準振巾係数は0.01%/℃で、125℃だと約1%落ちる。正弦波出力はそれほど敏感でなく、125℃で約0.6%ほどの減少である。方形波出力については、“0”状態の $V_{OL}$  (飽和)が温度とともに増大する。シンク電流が2mAの場合、標準 $V_{OL}$  (飽和)は室温で0.12V、125℃で0.17Vである。“1”状態でのリーク電流は、125℃で数nA以下であるから充分無視できる。

回路構成図

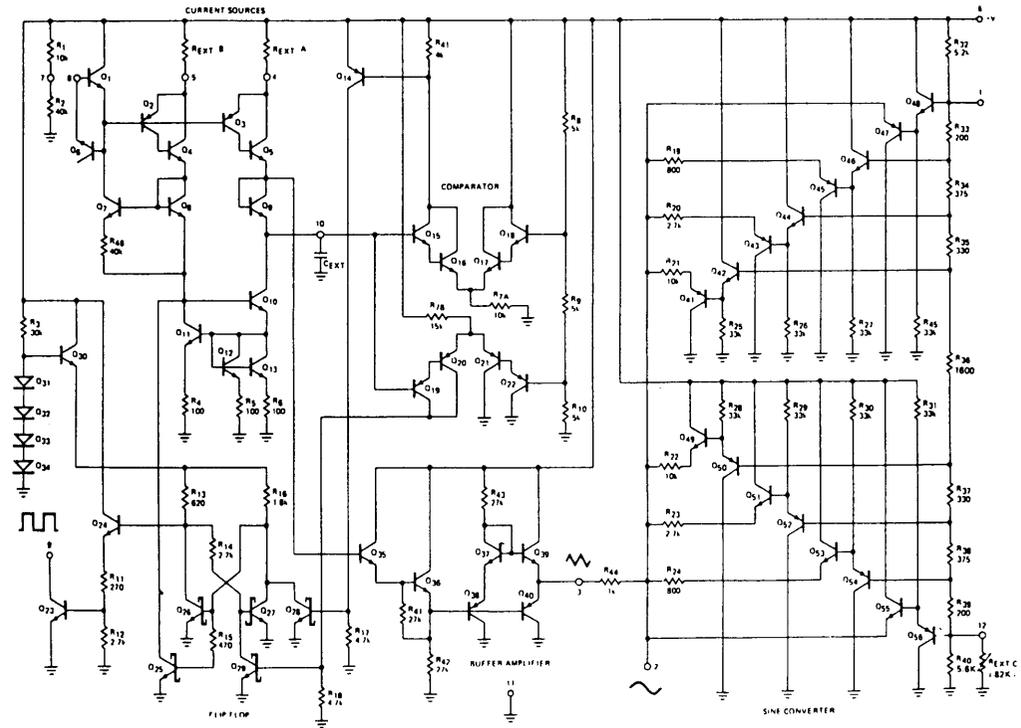


図16. 回路構成図