

70年代式 モールス復号器

勝部 雅稔 (コンサルティング・エンジニア)

ビジネス・フィールド:

- 半導体の品質問題解決支援サービス
- 電子回路設計

自著:

題名: オペアンプ スペックと活用

本書は、オペアンプのスペックと、その測定方法や活用方法を示しています。本書が扱うスペックの範囲は、直流/交流/雑音です。「スペックの活用」には、応用回路上で発生する誤差計算方法が挙げられます。また本書では、理想モデルからは正確な計算が難しい場合の計算方法や測定方法を提案しています。「ノウハウ」とも言い得ます。本文は452ページです。

連絡先:

名前: 勝部 雅稔 (かつべ まさとし)

所在地: 〒215-0017 神奈川県 川崎市 麻生区 王禅寺西5-3-5-302

e-mail: mkatsube@juno.dti.ne.jp

ホームページ: <http://www.juno.dti.ne.jp/~mkatsube/Home.html>



昨今、モールス復号器にはコンピューター技術(パーソナル・コンピューターやマイクロ・コントローラーなど)が使われます。ここでご紹介する復号器は、コンピューター技術を使いません。おそらく、1970年代の部品でも製作可能であると思います。そこで「70年代式」というわけです。とは言え、ここで使用する部品は例えば C-MOS オペアンプのように、最近のそれです。

特長

- デジタル雑音の輻射が無い
- 安価
- 広い入力ダイナミックレンジ
- 容易な中心周波数チューニング
- スピード調整に連動した雑音フィルター
- 低消費電力

この復号器は、初心者がアナログ/デジタルを学ぶ教材にも良いと思います。本ドキュメントには、回路動作の解説を含めました。アナログ回路には、アクティブ・フィルター、全波整流器、差動増幅器、ピークホールド、可変電流源、カレントミラー、積分器が含まれます。デジタル回路では、復号の方法が興味深いと思います。

復号器の製作が完了した後は、モールス符号発生ソフトウェアを使って、動作を確認することができます。

本復号器には、機能向上の余地があると思います。なぜなら、基本的な構成にとどめているためです。例えば、「オート・スピード・チューニング」が挙げられます。是非挑戦してみてください。

付録 1～5が、復号器の全回路図です。それぞれの概略は、次の通りです：

- 付録1は、音響モールス信号を 0-5[V]のデジタル信号に変換
- 付録2は、短・長点の分離と、モールス符号をパラレル信号に変換
- 付録3は、LED ディスプレイ
- 付録4は、電源
- 付録5は、LED マトリクス

付録1の回路について

入・出力

入力は、800[Hz]の音響モールス信号です。入力には、ECM(エレクトレット・コンデンサ・マイクロホン)と、LINE 入力の2系統を持たせました。LINE 入力では、3[mV]以下の小さな音でも動作します。

出力は、0-5[V]のデジタル信号です。0[V]をマーク(音響信号検出時)に、5[V]をスペース(無音期間)に割り付けています。5[V]は、代表値であり、電源電圧などによって異なります。

回路の動作

図1は、付録1の機能ブロックを示しており、その配置は付録1のそれと対応しています。

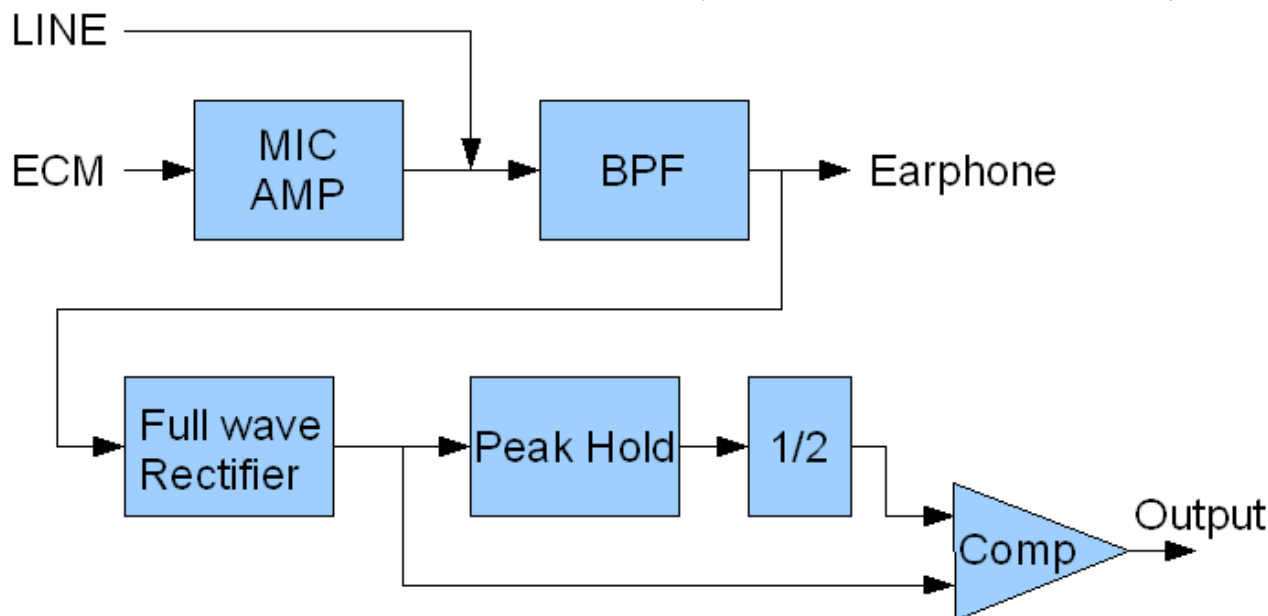


図1. 付録1のブロック図

まず、本復号器に欠かせないリファレンス電圧です。本回路では、それを D101, D102, D103 で得ています。ダイオードの接続点にはタグがついてあり、それぞれの電圧(シリコンダイオードの順方向電圧)を意味しています。

付録1では、1.2[V]を交流信号処理のリファレンス電圧として使っています。これは「交流信号用のグラウンド」ともいえる存在です。

A2-3 は、ECM 用の増幅器です。ECM には、パソコン用アクセサリとして販売されているものが使えます。この増幅器には-46.5[V/V]の増幅度を持たせています。負の符号は、「位相反転」を意味します(反転増幅器)。この増幅器には、BPF (Band Pass Filter) 特性を持たせています。

BPF の高域特性は、R101 と C101 から得ています。増幅器の入力抵抗は、R101 に等しくなり、C101 との組み合わせで HPF (High Pass Filter) 特性を得ています。-3[dB]カットオフ周波数(f_c)は、次式によって得られます:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times C101 \times R101} \text{ [Hz]} \quad (1.1)$$

本回路では、C101=0.1E-6[F] であり R101=4.3E3[Ω]ですから、 $f_c=370$ [Hz]です。

BPFの低域特性は、C103とR102によってLPF(Low Pass Filter)特性を得ています。-3[dB]
fcは、次式によって与えられます：

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times C103 \times R102} \text{ [Hz]} \quad (1.2)$$

本回路では、C103=470E-12[F]でありR102=200E3[Ω]ですから、fc=1.7[kHz]です。

A2-3は反転増幅器です。反転増幅器の採用理由は、LPF特性にあります。非反転増幅器を使うと、fcを超える高域周波数において1[V/V]の電圧増幅度が残ります。十分な減衰ができないわけです。反転増幅器は、高域周波数においても-6[dB/octave]を維持しますから、減衰効果が望めます。これが反転増幅器の採用理由です。

音響信号は、A1-1とA1-2で構成される2段のアクティブフィルターに入ります。前段と後段の違いは、電圧増幅度です。前段は中心周波数において1[V/V]であり、後段は4[V/V]を持たせています。電圧増幅度の合計は、4[V/V](=1×4)です。前段と後段の中心周波数(800[Hz])とQ(10)はいずれも同じです。私はこの設計に、「図表によるアクティブフィルターの実用設計法(日刊工業新聞社)」を使いました。

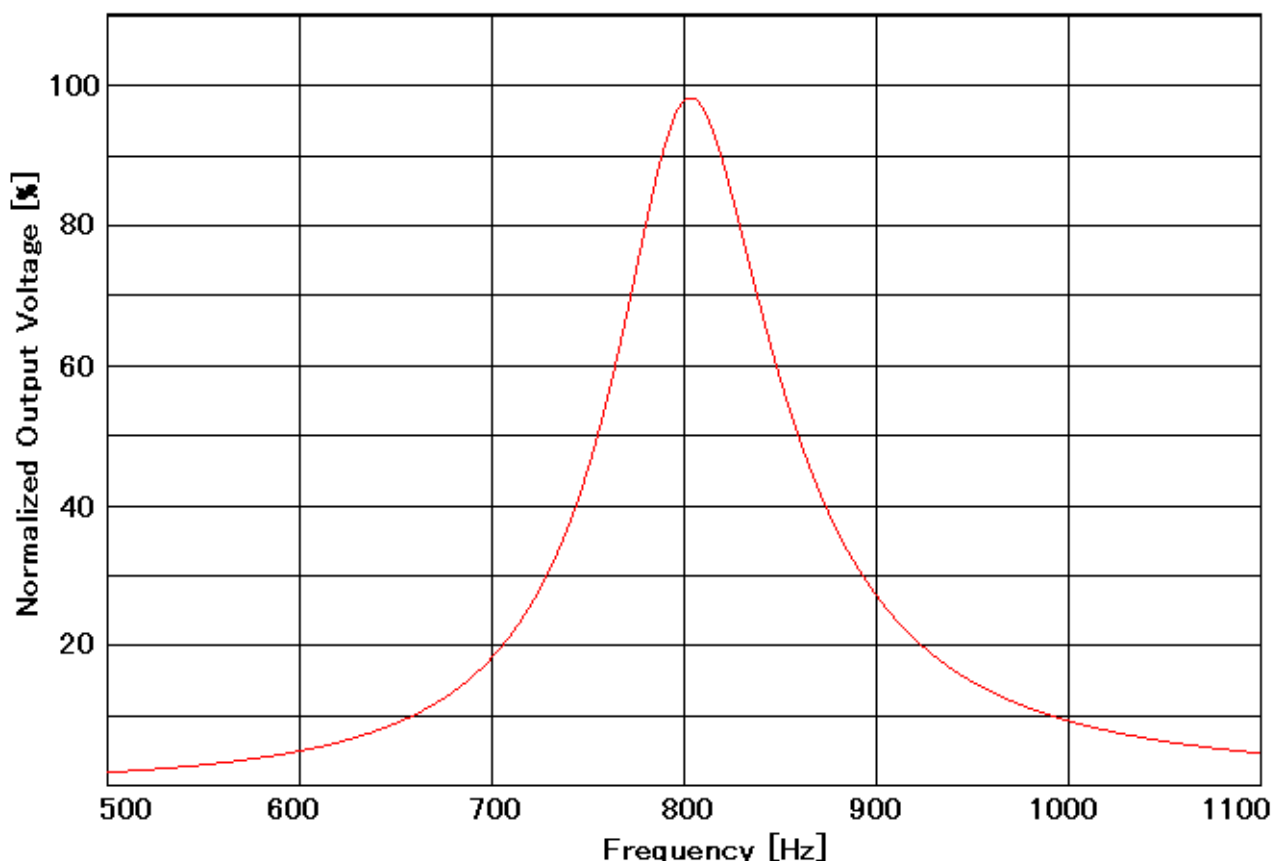


図2. BPFの総合周波数特性

図2は、A1-1およびA1-2を含めたBPFの計算上の総合特性です(実測値ではありません)。この計算に用いた部品定数(抵抗器とコンデンサ)は、公称値のそれです。中心周波数において100[%]よりやや低いのは、前・後段の中心周波数が多少異なるためです。

BPFの通過帯域が狭すぎると、高速モールス信号の受信時に悪影響が出ます。モールス信号

の速度が、その帯域幅に比例するためです。机上試験では、63[wpm]でも、問題なく受信できました。

この"wpm"と言う単位は、「words par minute」を表し、「PARIS」を1ワードとして、毎分送出されるワード速度として表されます。また「PARIS」は、50[dot]長です(単位の"dot"は1短点の長さを表し、長点は3[dot]長です)。wpmは、標準規格化された測定方法であり、本ドキュメント内の解説でも用います。また本ドキュメントでは、これを「PARIS 速度」と呼びます。

フィルター出力は、A1-4, A2-4, TR101 で構成される全波整流回路に入ります(イヤホンは後述)。モールス復号器の製作例をみると、この回路ブロックに PLL-IC を使っています(例えば NE567)。これは簡易な方法ですが、PLL 特有のクセがあります。例えば、「ロック・レンジの入力振幅依存性」や「ロック・イン・タイムのばらつき」です。

全波整流回路は、基本的に同種のクセを持ちません。またこの回路は、10[mVrms]以下の小さな入力信号でも動作します(NE567 では、200[mVrms]以上が推奨入力電圧です)。この広いダイナミック・レンジ(<10[mVrms]~1[Vrms])から、本復号器にはゲイン・コントロールが不要です。

A2-4 は、コンパレータとして動作します。コンパレータは、信号の極性をレファレンス電圧(Pin12 の電圧)を基準として判定します。極性が「正」では、A2-4 出力が 0[V]になり、TR101 のドレインソースが OFF(理想的には $\infty[\Omega]$)します。この状態で TR101 のゲート電圧は、D103 と D104 での電圧降下からリファレンス電圧(A2-4 Pin12)と同じになります。極性が「負」では、A2-4 出力は V_s (公称 5[V])となり、TR101 のドレインソースが ON(理想的には $0[\Omega]$)します。

A1-4 を含めた動作は、正の半周期では+1[V/V]の増幅器となり、負の半周期では A1-4 は-1[V/V]の増幅器として働きます。これらを総合すると、全波整流動作になるものです。

全波整流回路を採用した理由は、高速モールス信号においても高い精度の短点を得るためです。高速モールス信号において、短点を構成する音響信号はあまり多くの周期を含みません。いま 60[wpm]で 800[Hz]の音響信号を考えます。60[wpm]は、3000[dot]長(

$= \text{PARIS速度} \times \text{PARISの短点長} = 60 \times 50$)です。この数値から、1[dot]長は、20[msec] ($= 60 \div 3000$)です。800[Hz]の 1 周期は、1.25[msec] ($= 1/800$)です。つまり 1[dot]は、800[Hz]で 16 周期ということです。ここで半波整流回路を用いると、得られるのは 16 周期です。なにかで 1 周期失われると、1[dot]の 6.25[%]のエラーが発生します。これを問題視する背景には、短点/長点分離で、できるだけ高い精度を保ちたいことがあります。全波整流回路では、32 周期が得られますから、より高い精度が期待できるわけです。これが全波整流回路の採用理由です。

全波整流回路に続くのが、C113 と R114+VR101-1 のフィルターです。大きな理由の一つは、リプル・フィルターですが、もう一つ重要な理由があります。それがベースバンド信号のトラッキング・フィルターです。このフィルターは、雑音レベルに近い小さなベースバンド信号検出に効果があります。ベースバンド信号とは、モールス信号のことです。

基本的にモールス信号は、ON/OFF 信号です。これが意味するところは、主なエネルギーを持つスペクトルは $0 \sim 1/(2[\text{dot}]\text{長})$ [Hz]の範囲に集中するということです。

1/(2[dot]長)の考え方

HH-bar (訂正符号) が良い例です。HH-bar は、8つの短点と7つのスペースで構成されており、モールス符号の中で最高の周波数になります。1短点と1スペースの1周期は、2[dot]長です。この逆数が周波数です。こうして得られた周波数範囲に主なエネルギーを持つスペクトルが集中するというわけです。これが1/(2[dot]長)です。

低レベルのベースバンド信号は、雑音レベルと大差ないことから、無視できない雑音を含むようになります。C113とR114+VR101-1のLPFは、この雑音低減に効果があります。LPFの最適なカットオフ周波数は、モールス信号の速度に依存します。このことから、本復号器では2連可変抵抗器を用いたトラッキング・フィルタを採用しています。最適な速度調整ができれば、自動的に最適なカットオフ周波数が得られるというわけです。VR101-1のPin2には破線が延びていますが、これが2連可変抵抗器であることを示しています。

TR102、TR103、TR104、A1-3は、ピーク電圧ホールド回路です。TR102とTR103は、差動増幅器を構成しています。TR104は、C114を充電し、その電圧はTR103のベース電位になります。全体的な動作は、負帰還です。

静的な状態では、TR102とTR103のベースは同電位になり、TR102とTR103の I_c (コレクタ電流) も同じになります。このときTR104は、TR103のベースバイアス電流を供給します(約150[nA] @ $h_{fe}=200$)。

TR102のベース電位の上昇局面(マーク受信直後)では、TR102の I_c が増加しTR103の I_c は減少し、VR102+R115の電圧降下は増加し、TR104の I_c は増加しC114の電圧(TR103のベース電圧)は急速に上昇します。この動作は、TR103のベース電位がTR102のベース電位と等しくなると止まります。

TR102のベース電位の下降局面(スペース受信直後)では、回路の動作はC114の充電を除いて逆の動作になります。TR104はOFFします($I_c=0[A]$)。そしてC114がTR103のベースバイアス電流(約300[nA])を供給すると共に、C114はゆっくりと放電します。

以上の説明から、C114は、急速に充電され、ゆっくりと放電します。これがピーク・ホールド動作です。ピーク・ホールドの時定数を変更する場合は、C114を変更することを勧めます。

R117は、C114の充電電流を引き下げるためにあります。これは、スパイク雑音による不要な充電を低減するためです。

一般にR116の場所には、精度を高めるために定電流源を用います。しかし、この回路では部品数削減のために使っていません。ここで「精度」とは、TR102入力電圧変化に対するTR102とTR103の電位差変化です。実測してみたところ、誤差率は6[%]ほどでした。具体的には、TR102のベース電圧が1.20[V]から1.21[V](差は10[mV])の変化で、TR102とTR103のベース間電位差が0.6[mV]であったものです。これは、この復号器であれば許容できる数値です。また1.2～2.2[V]出の評価実験でも6[%]が最悪値でした。

ピーク・ホールド出力(A1-3出力)は、コンパレータ(A2-2)に入ります。A1-3とA2-2の間には、分圧器があります(R118とR119)。この分圧器は、ピーク・ホールド出力の1/2の電圧を作り出します。これが、マークとスペースのスレッシュホールド電圧になります。

A2-2はコンパレータです。L出力(約0[V])はマークに、H出力(約5[V])はスペースに割り付けています。この割り付けは、NE567(PLL-IC)とコンパチブルです。ですから、この回路ブロッ

クと NE567 の交換は容易です。このコンパレータには、雑音に伴う高速スイッチング防止から 7.5[mV] のヒステリシス特性を持たせてあります。

ピーク・ホールド回路に含まれる VR102 は、直流オフセット電圧調整です。無入力信号時に、A2-2 出力電圧は H(スペース)状態にあるべきです。しかし、直流オフセット調整が無ければ、L(マーク)になる可能性があるわけです。

VR102 の調整位置は、無入力信号で、A2-2 の H/L スレッシュホールド電圧付近で、安定に H 状態を保つ位置です。この調整は、付録2の LED1 の ON/OFF によっても確認でき、LED1 は A2-2 出力に対応し消灯する位置にします。この調整位置で、復号器の感度は最高になります。ECM 使用時には、ささやき声程度でも動作します。

BPF 出力(A1-2)は、イヤホンにも接続されています。イヤホンは、800[Hz]のチューニングに使います。これまでの説明から、イヤホンが接続されている位置が音響信号の最終段です。この位置の音響信号を聴くことで、最適なチューニングが簡単にできるわけです。音響信号が BPF の中心周波数と一致すると、音響信号が浮かび上がってきます。イヤホンには、インピーダンスが 30[Ω]程度のマグネチック・イヤホンが使えます。

この付録1の回路は、多くの素子で構成されています。しかし、総合的な消費電力は NE567 と大差ありません(10[mA]以下)。もし既に復号器をお持ちであって、それが NE567 か信号的にコンパクトな IC であれば、付録1の回路と置き換えができます。おそらくは、お手元の復号器の性能が向上することと思います。

付録2の回路について

入・出力

入力信号は、マークをL(約 0[V])、スペースをH(約 5[V])とするデジタル信号です。

出力信号は、パラレルのモールス符号で、短点をL(約 0[V])、長点をH(約 5[V])とします。

回路の動作

マーク/スペース信号は、A2-2 から来ます。A2-2 はオペアンプですから、H/L の遷移はデジタル素子には遅すぎます。そこで IC2-2 で波形整形して、更に反転信号を作り出しています。

TR201 は、可変電流源です。R203+VR101-2 で、出力電流を調整します。R203+VR101-2 の両端電圧は一定で、シリコン・ダイオード 2 個分(約 1.2[V])であり、1 個分は TR201 V_{BE} で相殺されます)です。そこで TR201 のエミッタ電流は、 $1.2/(R203+VR101-2)$ で計算でき、そのコレクタ電流もこれとほぼ同じ値です。またこの電流は、D201 と R201 を通じる電流とほぼ同じです。ここで $D201 = TR202 V_{BE}$ と考えれば、R201 での電圧降下は、R202 の電圧降下と等しくなります。このことから R202 の電流は、 $V_{R201}/R202$ として計算できます。これは TR202 のエミッタ電流であり、そのコレクタ電流とほぼ同じ値です。この部分が、カレント・ミラーです(R201、D201、R202、TR201)。総合的な動作として、「VR101-2 で、TR202 の出力電流を制御する」といえます。

ここで、TR202 出力電流(I)の計算式を、次のようにたてることができます：

$$I = \frac{\frac{1.8 - TR201V_{BE}}{R203 + VR101} \times R201}{R202} = \frac{\frac{1.8 - 0.6}{2E3 + VR101} \times 2E3}{75E3} \quad (2.1)$$

この計算式から、TR202 の出力電流範囲は、

$$I @ 10k\Omega = \frac{\frac{1.8 - 0.6}{2E3 + 10E3} \times 2E3}{75E3} = 2.7E-6 [A]$$
$$I @ 0k\Omega = \frac{\frac{1.8 - 0.6}{2E3 + 0} \times 2E3}{75E3} = 16E-6 [A]$$

R203 は、マッチングをとるために R114 (2[k Ω])と同じ数値の抵抗器を使います。R114 や R203 に小さな値を使うと、広いモールス符号速度に対応できるようになりますが、C113 が同じ値であれば、雑音低減性能が低下します。

VR101 には、オーディオ・アンプの音量調整などで用いられる A カーブを推奨します。B カーブは推奨できません。表1がその理由です。

% of Rotation	0	20	40	60	80	100
wpm @ A	68	59	47	32	17	11
wpm @ B	68	43	24	16	13	11

表1 直線性の可変抵抗器依存性

表1は、%で表した可変抵抗器の回転角と、PARIS 速度の関係です(可変抵抗器の回転角に対する抵抗値は、JIS C 6444 2.2.5 によっています)。表から、A(カーブ)は、直線的な特性を持っています。一方でB(カーブ)は、0～20[%]の領域で大きな変化が認められ、これは「高速モールス信号で、速度調整が難しくなる」ことを意味しています。

また表1は、時計方向にツマミを回したときに、wpm が減少することを表しています。「増加」が望ましいのですが、Cカーブが必要になります。2連可変抵抗器のCカーブは希少品種で、高価であろうと思います。もし入手できるようであれば、結構なことだろうと思います。しかしこの逆方向は、VR101 の端子接続を逆にすることで解決できないことに注意してください。これを行うと、Bカーブ以上に速度調整が難しくなります。

TR202 出力電流は、マーク/スペースによって C201 または C202+C203 を充電します。

この電流源とコンデンサの組み合わせは、積分動作です。積分とは、コンデンサの両端電圧が時間に比例することを意味します。また、定電流で充電すれば、コンデンサの両端電圧は直線的に上昇することを意味します。電圧(V[V])、静電容量(C[F])、時間(t[sec])、充電電流(I[A])には、次の関係があります：

$$V = \frac{I \times t}{C}$$

IC1-1 と IC1-2 は、TR202 の出力電流を切り替えます。C201 はマーク時に、C202+C203 はスペース時に充電します。C201、C202、C203 は、全て同じ値であり(0.47[uF])、同じ電流で充電されます。その結果、C202+C203 の電圧上昇速度は C201 の半分になります。これらのコンデンサは、390[Ω]を介して 74HC07 で放電します。C201 の放電はスペース期間に、C202+C203 の放電はマーク期間に行います。

C201 と C202+C203 の組み合わせの理由は、次の通りです。

モールス符号のマークには、短点と長点の2つの状態があります。スペースには、長・短点分離(1[dot]長)、アルファベットの分離(3[dot]長)、単語の分離(7[dot]長)の3つの状態があります。これらの状態を、本復号器ではコンパレータを使って検出します。

コンパレータは、コンデンサの電圧とリファレンス電圧(D101-D103)を比較します。LMC660 を、コンパレータとして使います。LMC660 の同相入力電圧範囲は、0～2.5[V]@Vs=5[V]であり、これはシリコン・ダイオード順方向電圧の3～4個分です。

D101-D102 をコンパレータのリファレンス電圧として使っていますから、「スレッショルド電圧」ともいえます。これらスレッショルド電圧を、次のように使います：

- マーク側の 2[dot]長： 短点と長点のスレッショルド
- スペース側の 2[dot]長： 長・短点分離とアルファベット分離のスレッショルド
- スペース側の 6[dot]長： アルファベット分離と単語分離のスレッショルド

1[dot]長をダイオード1個分に割り付けると、6[dot]長では6個分になってしまいます。これは、LMC660 の同相入力電圧範囲から許容できません。そこで本復号器では、スペース側だけ静電容量を2倍にして、2[dot]長をダイオード1個分にしています。

以上の説明から、A3-1、A3-3、A3-4 は次のように割り付けています：

- A3-1：「短点」と「長点」のスレッシュホールド
- A3-3：「長・短点分離」と「アルファベット分離」のスレッシュホールド
- A3-4：「アルファベット分離」と「単語分離」のスレッシュホールド

これまでの説明から、対応できるモールス符号速度範囲の計算ができます。マーク側の要素として、ダイオード1個分を 1[dot]長に割り付けており、コンデンサの静電容量は 0.47[uF]です。TR202 の出力電流範囲は、2.7[uA] to 16[uA]でした。1[dot]長あたりの周期は、

$$\text{短点の周期} = \frac{C \times V}{I} \quad (2.2)$$

$$\text{短点の周期 @ 2.7uA} = \frac{0.47\text{E-}6 \times 0.6}{2.7\text{E-}6} = 104\text{E-}3 [\text{sec}]$$

$$\text{短点の周期 @ 16uA} = \frac{0.47\text{E-}6 \times 0.6}{16\text{E-}6} = 17.6\text{E-}3 [\text{sec}]$$

PARIS 速度に変換すると、

$$\text{PARIS速度} = \frac{60\text{秒}}{\text{短点の周期} \times \text{PARISの短点長}} \quad (2.3)$$

$$\text{PARIS速度 @ 2.7uA} = \frac{60}{104\text{E-}3 \times 50} = 12 [\text{wpm}]$$

$$\text{PARIS速度 @ 16uA} = \frac{60}{17.6\text{E-}3 \times 50} = 68 [\text{wpm}]$$

表1は、この計算から求めたものです。また PARIS 速度を目盛る場合も、この計算を使うことができます。この場合、TR202 の出力電流が必要になります。TP1 と TP2 は、この目的で使います。出力電流を、R202 の電圧降下から求めるわけです。しかし、この測定では電圧計の入力インピーダンスに注意してください。1[Mohm]以上を推奨します。ほとんどのデジタル・マルチメーターはこれを満足しますが、アナログ・マルチメーターでは例えば 20[kΩ]のようなものがありますから注意してください。

LED201 と LED202 は、VR101 で速度調整を行う際の手がかりです。LED201 は、受信信号のマーク期間に点灯します。LED202 は、マーク期間が 2[dot]長を超えたときに点灯します。ですから速度調整では、LED202 が長点のときのみ点灯するようにします。

C201、C202、C203 には、5[%]精度のフィルム・コンデンサを推奨します。0.47[uF]のフィルム・コンデンサはやや入手性に難があり、少々大きい形状です(定格電圧にもよります)。もし 0.47[uF]の入手が難しい場合、0.1[uF]のような低容量でも再設計はできます。しかしこの場合、TR202 の電流源に接続される素子の漏れ電流に注意が必要です。静電容量の増減に、TR202 の出力電流も比例するためです。一般に半導体の漏れ電流は、気温に依存します。例えば PN 接合の漏れ電流は、10[°C]毎に 2 倍に増加します。0.47[uF]は、このトレードオフの結果です。

なぜ、VR101-1とVR101-2の回路はトラッキングするのか？

まず、VR101-2 側から考えます。式 2.1～式 2.3 から PARIS 速度の変数は、式 2.1 の「 $2E3[\text{ohm}] + VR101$ 」のみで、他は定数です。次式は、PARIS 速度を「 $2E3[\text{ohm}] + VR101$ 」と「Cons(定数)」で表したものです：

$$PARIS\text{速度} = \frac{Cons}{2E3 + VR101} \quad (2.4)$$

次に VR101-1 ですが、こちらは CR フィルターです。この回路の動作は、CR 回路の方形波による充放電モデルと同様です。このモデルで考えれば、「CR 時定数」の概念を使うことができます。CR 時定数は、マーク・スペースの最小期間で設定します(本復号器では、約 $2.6CR$ に設定しています)。最小の期間は、短点です。これは、式 2.3 を使って表すことができ、この際「短点の周期」を $2.6CR$ に置き換えて

$$PARIS\text{速度} = \frac{60}{2.6CR \times 50}$$

更に R を「 $2E3[\text{ohm}] + VR101$ 」に置き換え、また $60/(2.6C \times 50)$ を Cons(定数)とすれば、

$$PARIS\text{速度} = \frac{Cons}{2E3 + VR101} \quad (2.5)$$

ここで式 2.4 と式 2.5 が同一の形をとることがわかります。このことは、両者が比例関係にあることを意味します。よって、トラッキングするわけです。

以上で、必要な信号が全てデジタル信号になりました。

IC2-3 出力は(A3-1 の反転信号)モールス符号であり、短点が L(約 0[V])で、長点が H(約 5[V])です。この信号を、IC3-1, IC3-2, IC4 で構成される 10[bit]長のシフトレジスタに入力します。このシフトレジスタは、IC2-3 出力をマークの終り側エッジで読み込みます。

このシフトレジスタの特徴は、リセット状態です。リセット信号には、A3-3(アルファベットの終り)を用います。このリセット信号が来ると、初段である IC3-1 の Q 出力は H(約 5[V])になり、その他の段の Q 出力は L(約 0[V])になります。これを $H=1$ 、 $L=0$ としたバイナリーで記述すると(b を付加します)、

00 0000 0001b (バイナリーでは、初段を最小桁 2^0 に記述します)

このリセット状態は、先頭ビットの識別をするためです。もし 00 0000 0000b をリセット状態にすると、モールス符号の「e」の受信後も 00 0000 0000b です。このことは「i」や「s」や「h」でも同様です。これらの符号が、短点のみで構成されているからです。このことは、これらの符号が分離できないことを意味します。そこでリセット状態を 00 0000 0001b とすれば、「e」のときは 00 0000 0010b「i」のときは 00 0000 0100b となります。このようにすることで、全ての符号を分離することができます。これが、リセット状態の理由です。

IC5 と IC6 は D フリップ・フロップで、これらはシフトレジスタ出力を「アルファベットの終り」の信号で読み込みます。IC5 と IC6 のクロックは、A3-3 から供給されており、シフトレジスタのクロックと

同じです。違いは IC2-5 の 20[nsec]程度の遅延時間だけです。ですから、これらは短い配線で行います。

IC5とIC6は、IC3-4(単語の終り)によってリセットされます。これは、新たな単語を受信し始めた直後に、前回の単語の最後のアルファベットが一瞬表示されることを防止するためです。このことは、00 0000 0000b が次段のディスプレイに伝送されることを意味し、このアドレスに該当する LED が点灯します。このため該当 LED は、マスク(光の遮蔽)をします。

付録3の回路について

入・出力

入力信号は、D9～D0 の 10[bit]パラレルのモールス符号と、ブランク信号です。

出力は、LED マトリクスであり、個別の LED に D9～D0 の信号に対応したアルファベットを割り付けます。

回路の動作

この回路ブロックは、LED マトリクス・モジュールを使ったディスプレイです。本復号器では、64 個の LED からなるモジュールを2個使い、合計 128 個の LED を使っています。このようなモジュールを使わずに、単品の LED や電球で製作する場合、英語表示で 51 個必要になります。

LED マトリクス・モジュールを使う主な理由は、安価だからです。そのほかの理由としては、日本語表示にも対応させるためです。このモジュールは、秋葉原で 1 個 100 円ほどで入手しました。写真2が使用したモジュールで、その内部回路が付録5です。寸法は、H:D:W=10.3 : 37.6 : 37.6[mm]です。また LED の間隔は 4.7[mm]で、1 個の LED の直径は 3.7[mm]です。

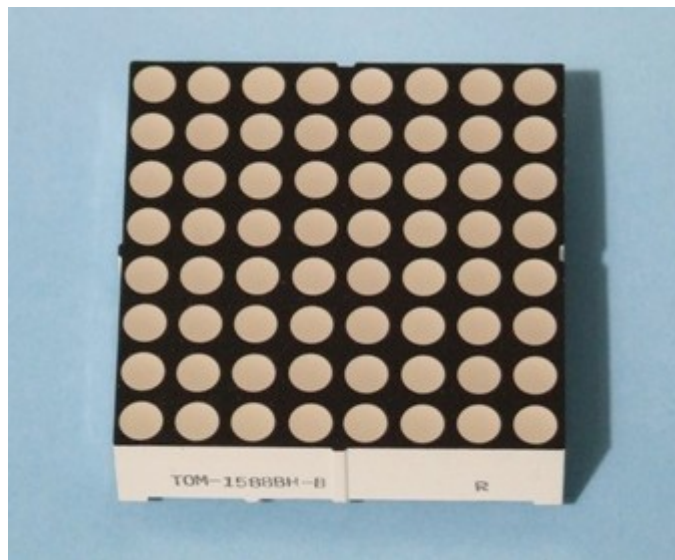


写真2 LED マトリクス・モジュール

回路の動作は、次の通りです。

D9～D0 の信号は IC5, IC6 から、ブランク信号は IC2-4 から来ます。D5～D0 の 6[bit]は、IC7, IC8 に入ります。これら 6[bit]は、バイナリーのセレクト信号です。IC7, IC8 は、8 出力のうち、セレクトされた出力だけが L (約 0[V]) になり、他は H (約 5[V]) です。

IC 12 と IC13 は、インバーターです。IC12 または IC13 でセレクトされた L 出力を H (約 5[V]) にして、LED の駆動電源になります。ですから、これら出力は LED のアノードに接続します。

IC11-1 と IC11-2 は、IC12 と IC13 のセレクト信号を生成しています。6[bit]長を超えるモールス符号では、最上位ビットが D6～D9 の範囲に位置します(最長は、SOS-bar の 9[bit]長です)。この場合は、IC11-1 出力が L (約 0[V]) となり、IC11-2 出力は H (約 5[V]) になります。その結果、IC13 出力がイネーブルに、IC12 出力はディスエーブルになります。5[bit]長以下のモールス符号では、IC12 出力がイネーブル、IC13 出力がディスエーブルです。

IC7 出力は IC9 と IC10 に接続しており、これらはオープン・ドレイン出力です。一般に LED は逆方向バイアスに大変弱く、数[uA]程度の逆バイアス電流が通じるだけで恒久的な破壊に至りま

す。このことから、オープン・ドレインやオープン・コレクタのような素子で駆動する必要があります。
このようにして D9~D0 の信号で、選択された LED を一つだけ点灯させています。

ブランク信号は、IC7 や IC8 をディスエーブルにします。結果として、全ての LED は消灯します。

表2と表3は、英語・日本語共用の LED の割付マップです。

表中、各ボックス内の最下段の数値は、8進数で表したボックスのアドレスです。最後に「o」を付加してるのは、8進数を意味します。また表中の R7-R0 や C7-C0 は、付録3や付録5のそれらと同一です。

表2の R0・C0(左上)は「(Mask)」としていますが、このLEDが点灯しても見えないように遮断します。このLEDは、A3-4 がアクティブ(単語の終り)で点灯します。単語の終りのたびに点灯し目障りですから、見えなくしておいたほうがよいと思います。この遮断には、アルミホイルを両面テープなどで貼り付けると良いでしょう。

	<i>C0</i>	<i>C1</i>	<i>C2</i>	<i>C3</i>	<i>C4</i>	<i>C5</i>	<i>C6</i>	<i>C7</i>
<i>R0</i>	(Mask) 00o	01o	E へ 02o	T ム 03o	I ˆ 04o	A イ 05o	N タ 06o	M ヨ 07o
<i>R1</i>	S ラ 10o	U ウ 11o	R ナ 12o	W ヤ 13o	D ホ 14o	K ワ 15o	G リ 16o	O レ 17o
<i>R2</i>	H ヌ 20o	V ク 21o	F チ 22o	ノ 23o	L カ 24o	ロ 25o	P ツ 26o	J ヲ 27o
<i>R3</i>	B ハ 30o	X マ *1 31o	C ニ 32o	Y ケ 33o	Z フ 34o	Q ネ 35o	ソ 36o	コ 37o
<i>R4</i>	5 40o	4 41o	42o	3 43o	ト 44o	ミ 45o	° 46o	2 47o
<i>R5</i>	AS-bar オ 50o	キ 51o	AR-bar ン + 52o	テ 53o	エ 54o	ー 55o	セ 56o	1 57o
<i>R6</i>	6 60o	BT-bar メ = 61o	/ モ 62o	ユ 63o	キ 64o	サ 65o	KN-bar ル (66o	エ 67o
<i>R7</i>	7 70o	ヒ 71o	シ 72o	ア 73o	8 74o	ス 75o	9 76o	0 77o

表2 下位 LED マトリクス割付マップ

*1: 掛け算記号

	<i>C0</i>	<i>C1</i>	<i>C2</i>	<i>C3</i>	<i>C4</i>	<i>C5</i>	<i>C6</i>	<i>C7</i>
<i>R0</i>	HH-bar 00o	01o	02o	03o	04o	VA-bar 05o	06o	07o
<i>R1</i>	10o	11o	12o	13o	? 14o	15o	16o	17o
<i>R2</i>	20o	21o	" 22o	23o	24o	, 25o	26o	27o
<i>R3</i>	30o	31o	32o	33o	34o	35o	36o	37o
<i>R4</i>	40o	- 41o	42o	43o	44o	45o	46o	47o
<i>R5</i>	50o	51o	52o	53o	54o) 55o	56o	57o
<i>R6</i>	60o	61o	62o	˙ 63o	64o	65o	66o	67o
<i>R7</i>	SOS-bar *2 70o	71o	72o	73o	74o	75o	76o	77o

表3 上位 LED マトリクス割付マップ

*2: 割り算記号

付録4の回路について

入・出力

入力は、AC 電源または電池です。

出力は 4.7[V] (AC 電源使用時の標準値) の内部回路用電源です。5[V] よりも 0.3[V] 低いのは、D404 (ショットキー・ダイオード) での電圧降下です。

回路の動作

この回路は電源です。AC 電源と電池の両方に対応しています。AC 電源接続時は、電池は自動的に切り離されます。

T1 は、6.3[V] 0.18[A] (1.134[VA]) の小さなトランスです。総合的な電源電流は、最大値で約 25[mA]、スタンバイ時で約 10[mA] です。このトランスは、「入手し得る範囲で最小のもの」として購入しました。ですからトランスの選定にあたって 6.3[V] 0.18[A] にこだわる必要はありません。おそらく、6.3 ~ 24[V] の最小のトランスであれば問題ないでしょう。24[V] の上限は、78L05 の絶対最大定格からきています。

IC14 の三端子レギュレーターには、78L05 を推奨します。理由は、D404 の順方向電流の絶対最大定格 (ピーク電流で 300[mA]) です。78L05 は、100[mA] の出力電流制限機能を持っています。

電池については、公称値 4.5 ~ 6[V] の電池が使えます。電源電圧範囲は 4 ~ 7[V] ですが、3.6[V] での動作も確認しています。上限の 7[V] は、74HC シリーズの絶対最大定格からきています。ですから、1.2[V] または 1.5[V] の電池を 4 本使うとよいでしょう。

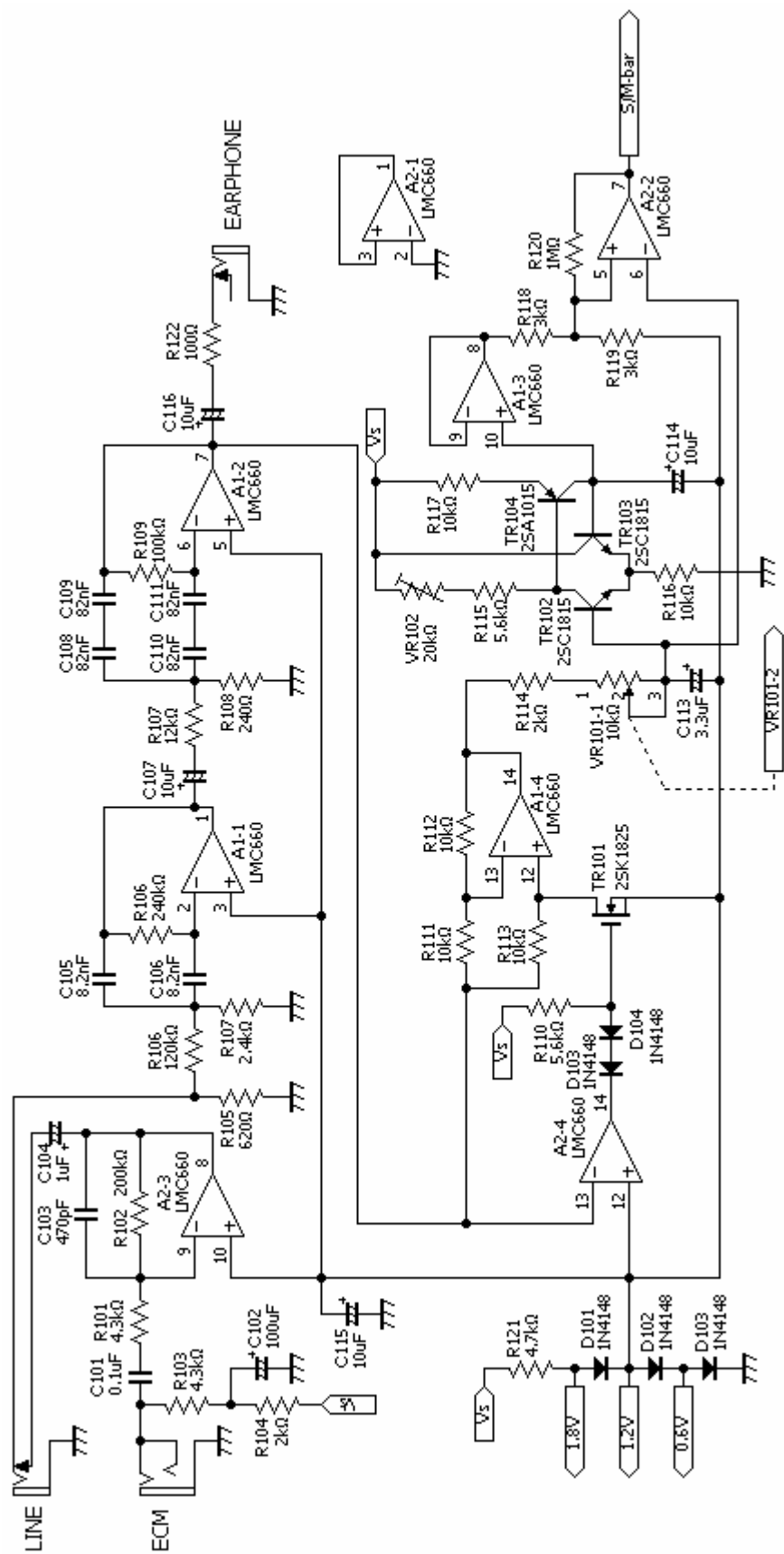
警告

本復号器には、AC 電源回路を含みます。深刻な健康障害をまねく可能性があります。もし AC 電源回路製作の経験が無い場合や AC 電源についての知識が無い場合や専門家の助言が受けられない場合は、AC 電源回路の製作を行わず、電池動作だけにすることを勧めます。

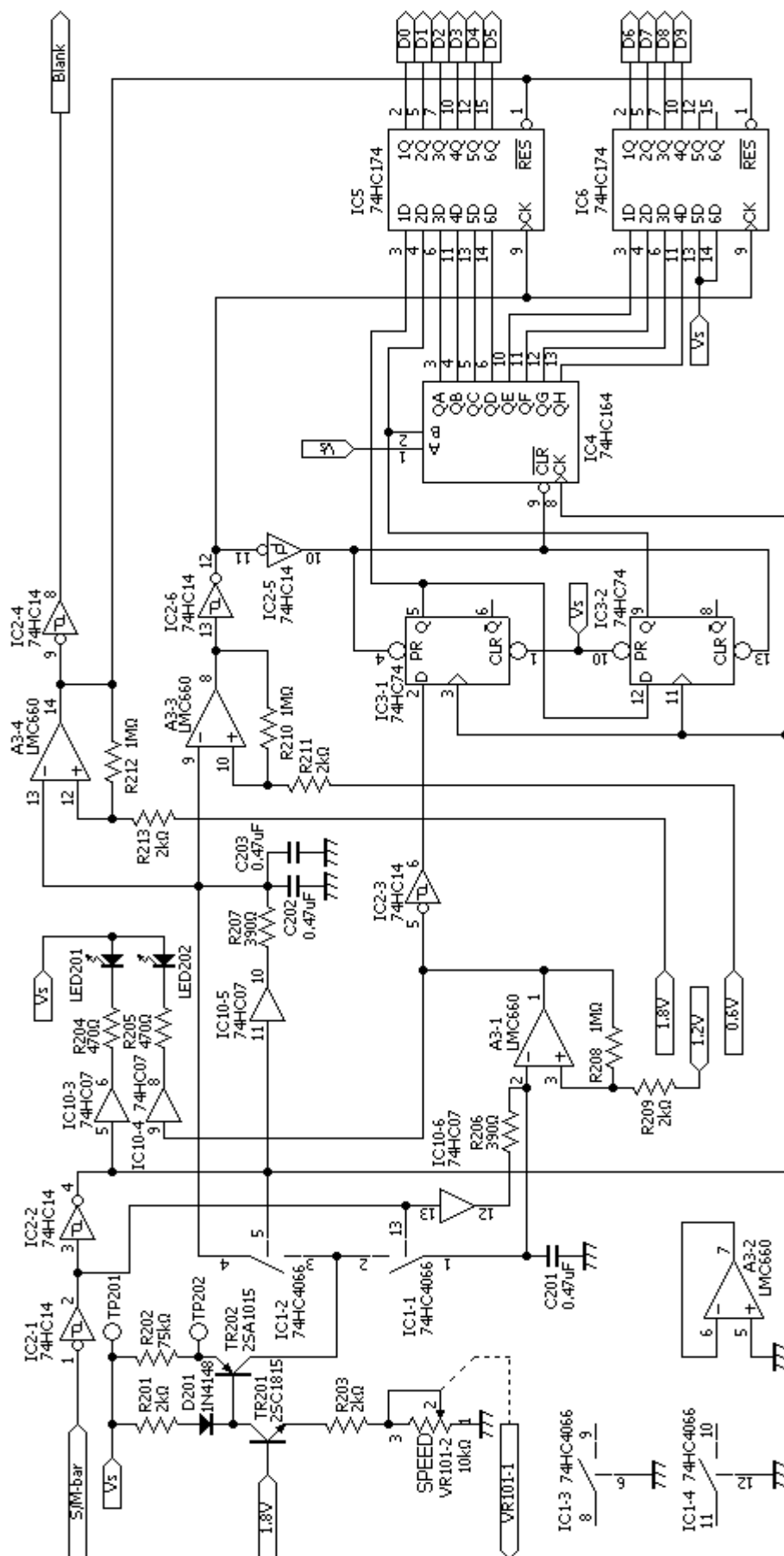
この場合、AC 電源回路の除去方法は次のようにして行います。

付録4の回路において、「Vs」に SW1 を介して電池を直接接続します。また AC 電源回路とスイッチ回路 (TR401 ~ TR403 と周辺の抵抗器を含む回路のことです) は、D403 と D404 を含めて全て取り除きます。

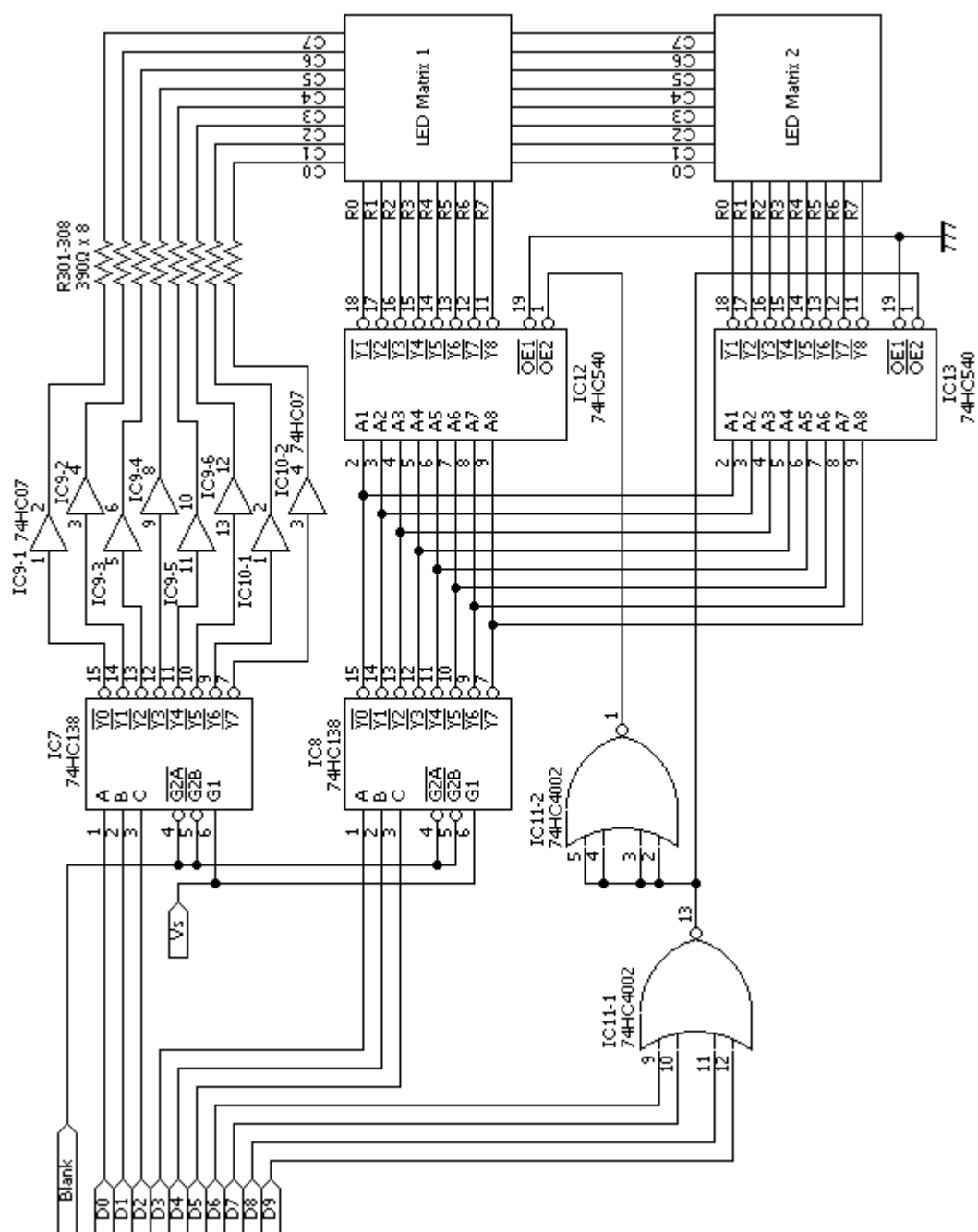
April/01/2009



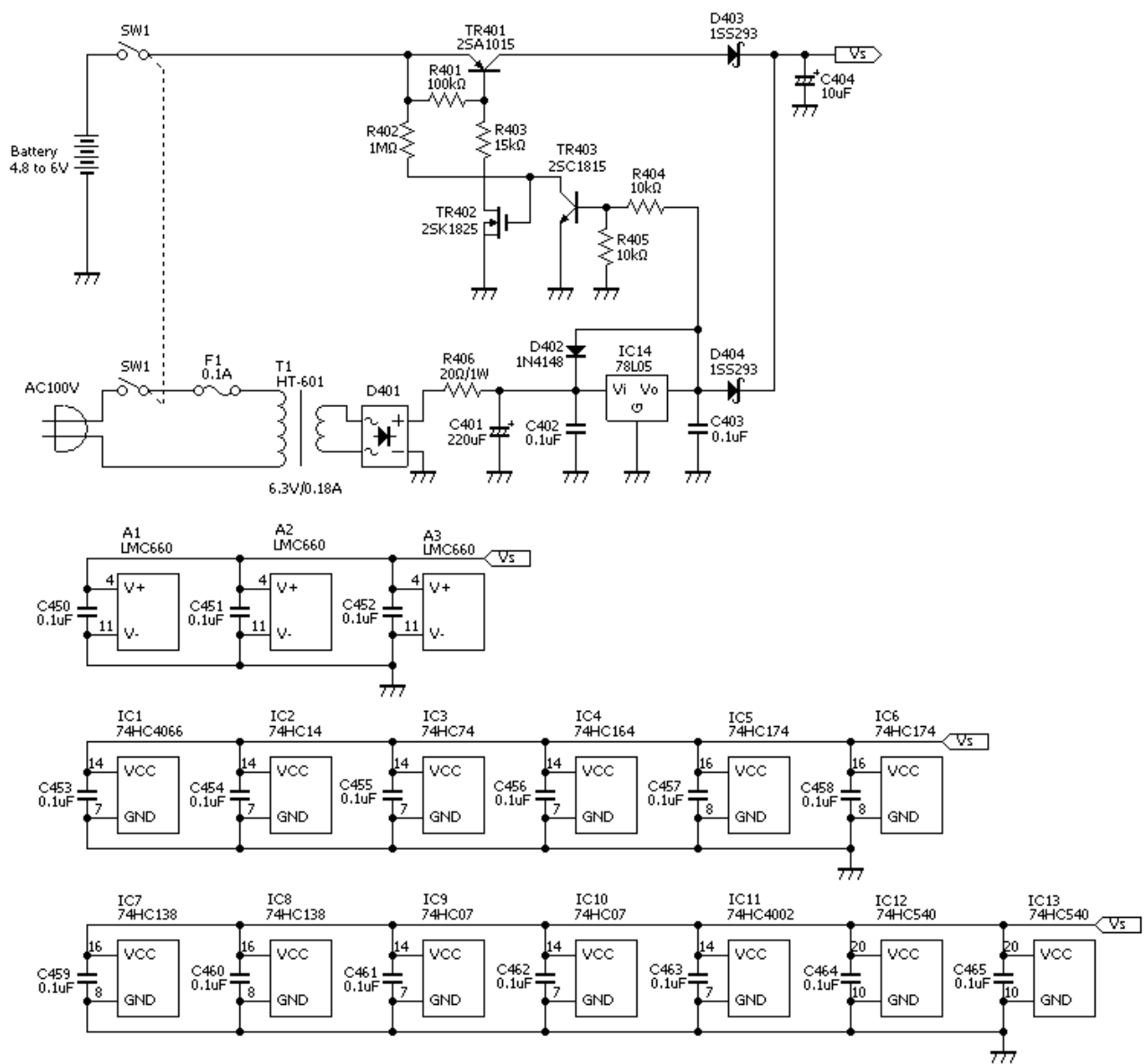
付録1



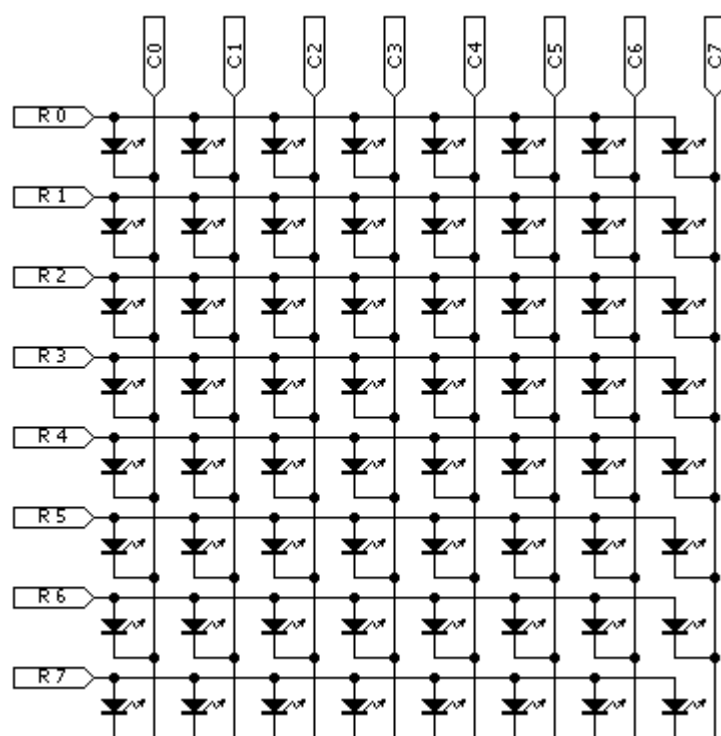
付録2



付録3



付録4



付録5