

氏 名	三 浦 務
授 与 学 位	工 学 博 士
学位授与年月日	昭 和 36 年 3 月 24 日
学位授与の根拠法規	学位規則第 5 条第 1 項
研究科，専攻の名称	東北大学大学院工学研究科 (博士課程) 電気及通信工学専攻

学 位 論 文 題 目 トランジスタパルス回路とその応用に関する研究

指 導 教 官	東北大学教授	松 平 正 寿
論 文 審 査 委 員	東北大学教授	松 平 正 寿
	東北大学教授	永 井 健 三
	東北大学教授	和 田 正 信
	東北大学助教授	松 本 伍 良

論文内容要旨

研究目的

スイッチング素子として、トランジスタは優れた特性を有しているが欠点も多くあり、最近の急速な種々の要求に対し素子自体の改善をもってしてもなお追従させることはなかなか困難である。本論文はこのような観点にそってパルス回路の基礎的研究を行い、その結果よりトランジスタの優れた特性を損なわずにしかも欠点を克服し、より高速度で動作し、かつ安定度のよい回路の解析、検討を行い優れた基礎的パルス回路の設計を容易にすると共に、各方面への応用のための開発研究を行うことを目的とする。

第1編 トランジスタパルス回路に関する基礎的研究

第1章 緒言

トランジスタをスイッチ素子として用いるとその特性は理想的に近く動作速度もかなり早いのが完全なものと言えず特にコレクタ耐圧、高周波特性、出力電力、温度特性の点で問題が残されている。これらのうち個々の問題についてはある程度トランジスタ自体の開発により解決されつつあるが、同時に二つ以上の優れた特性を要求されることも数多くあり、なかにはトランジスタ自体にとって本質的に相反する場合もある。そこで筆者はトランジスタのパルス回路への使用に当りトランジスタの欠点を克服し、その光明を回路的解決に求めた。

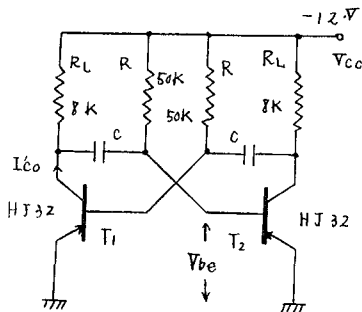
第2章 トランジスタマルチバイブレータの高速度化について

マルチバイブレータはパルス回路の基礎とも考えられるもので無安定型、単安定型、双安定型の三種類があるが、これについて高速度化を行い安定度をよくする方法について研究した。

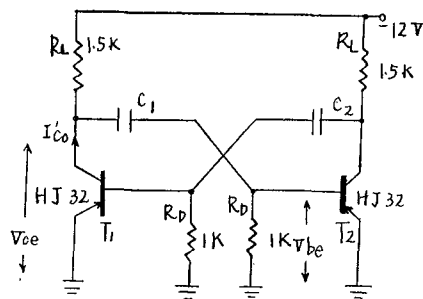
まず、無安定型については従来ベース抵抗を電源側に接続する第1図の回路が広く用いられており⁽¹⁾ この回路の動作は真空管回路と同様に考えられ、次式で半周期の時間 T が与えられる。

$$T = RC I_n \left(2 - \frac{V_{bc} + R_L I'_{co}}{V_{cc}} \right) \quad (1)$$

ここで I'_{co} はオフである時のトランジスタのコレクタ遮断電流である。この方法によるとオンであるトランジスタのベース電流はかなり大きくホール蓄積効果による遅延時間は長い。そこで筆者は第2図のごとくベース抵抗をアース側に接続する方法について考察した。この回路の動作を考えてみる。第2図で T_1 がオフ T_2 がオンであるとすると結合コンデンサ C_1 には負荷抵抗 R_L



第1図



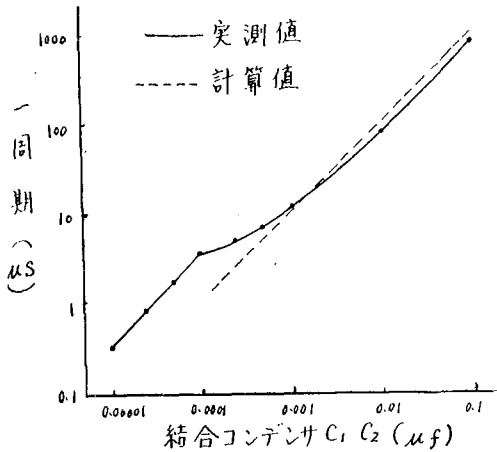
第2図

と T_2 を通じて充電電流が流れ T_2 をオン状態に保つ。一方前の半サイクル中に充電された C_2 の電荷は R_D を通じて放電され R_D による電圧降下は T_1 のベース電位を正とし T_1 をオフ状態に保つ。この回路が反転するのは C_1 を充電する電流が減少し、 T_2 が飽和領域から動作領域に入った時である。従って半周期 T は $C_1=C_2=C$ とすると次式で求められる。

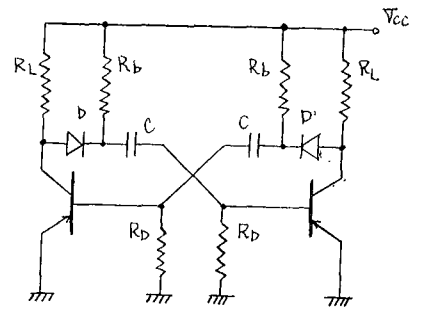
$$T = R_L C \ln \frac{V_{cc} - V_{ce} - R_L I'_{eo}}{V_{cc} - V_{ce} + \frac{R_L}{R_D} V_{be}} \quad (2)$$

ここで I'_{eo} はオフであるトランジスタのエミッタ接地コレクタ遮断電流で $\beta \min$ はトランジスタが飽和領域から動作領域に入った時のエミッタ接地電流増幅率である。第3図は第2図の回路の実測結果であるが点線は(2)式による計算結果である。この方法によるとトランジスタがオンからオフになる時のベース電流はトランジスタが飽和するのに必要なだけの電流であるので蓄積時間は短くなりまたくりかえし周波数を決定する時定数を小さくすることが出来るため高速度で動作させることが可能である。

この回路の出力波形は負荷抵抗に結合コンデンサの充電電流が流れるため矩形波とならないが第4図のごとくダイオード D を挿入すればコンデンサの充電電流は R_b を通じて、流れ出力波形は矩形波となる。



第3図

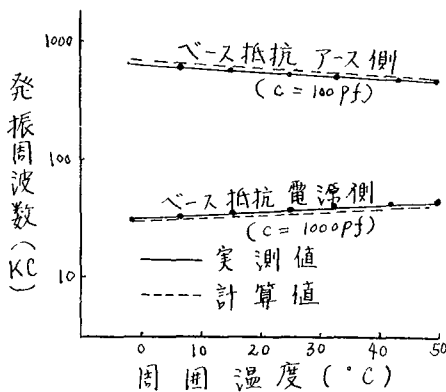


第4図

この回路の温度に対する安定度について考えてみる。従来の回路では大きく温度変化するパラメータとして I'_{eo} が考えられ(1)式から温度上昇に対し I'_{eo} は増大し半周期 T は減少する。またベース抵抗をアース側に接続した回路では I'_{eo} の他に V_{be} が考えられ V_{be} は近似的に次式で示される⁽²⁾。

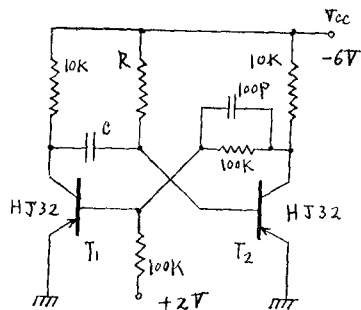
$$V_{be} = E_T \ln \frac{I_L}{I'_{eo}} (1 - \alpha_I) + r_e I_L \quad (3)$$

ここで $E_T = T/11600$ (T : 絶対温度), α_I : 逆方向ベース接地電流増幅率, I'_{eo} : エミッタ接合の逆方向飽和電流, r_e : エミッタ抵抗である。従って温度上昇によって I'_{eo} は増大し E_T より変化が大きいため V_{be} は減少する。このためこの回路では温度上昇によって T を増加させる V_{be} と逆に減少させ I'_{eo} があることが分り実際には V_{be} の影響が大きいため T は増大する。これら二つの回路の温度特性を示すと第5図のご

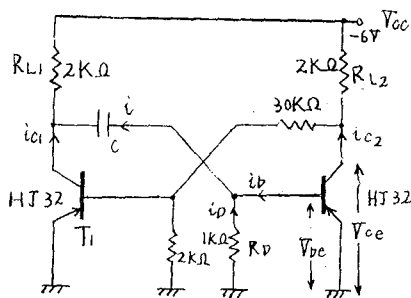


第5図

とく実測され、点線は (1), (2), (3) 式を用いた計算結果である。これより上記したことが正しいことが分り温度補償法については単安定型について述べる。

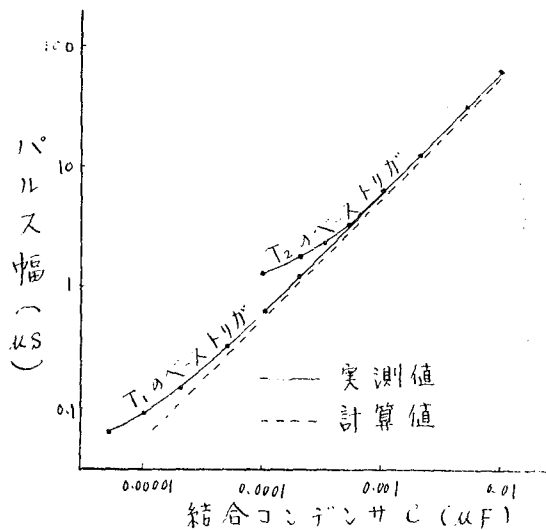


第 6 図



第 7 図

次に単安定型について考察する。単安定型でも無安定型と同様なことが考えられ、ベース抵抗をアース側に接続した方が、蓄積時間を短かくし時定数を小さくすることが出来るので高速化することが出来る。従来の回路を示すと第 6 図のごときものでこの回路のパルス幅 T は無安定型と同じく (1) 式で与えられる。ベース抵抗をアース側に接続した回路を第 7 図に示す。この回路のパルス幅 T は無安定型と同様に (2) 式で示される。実測結果と計算結果を第 8 図に示す。また上昇、下降時間特性を第 9 図に示す。上昇時間は一般に J.L. Moll⁽⁶⁾ によって与えられているが Moll の式は種々の仮定を行っているので第 7 図のごとくベース電流が指数関数的に減少する

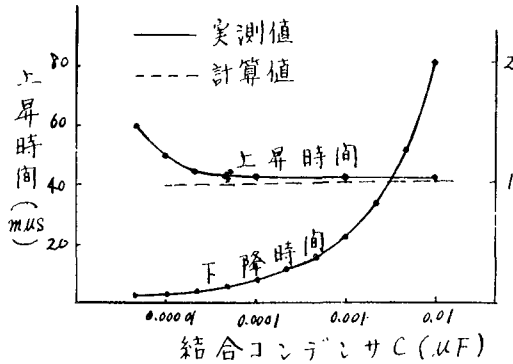


第 8 図

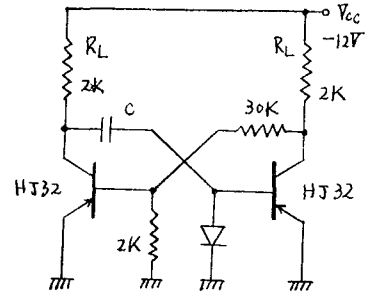
場合には使用することは出来ないが、結合コンデンサ C の値の大きい場合にはベース電流が一定であると見なすことが出来、実験結果とかなりよい一致を示す。第 9 図の点線は Moll の式による計算結果である。 C の値が小さい場合には上昇時間に C の影響が出て筆者の計算によれば上昇時間は長くなり実験結果と一致する。下降時間は C の影響が大であり、Moll の式は全く用いることが出来ない。

単安定型の場合の安定度について考えてみる。まず電源電圧に対する安定度は (2) 式から分るごとくトランジスタの各電極間電圧がほぼ一定であるので電源電圧の低い所でパルス幅が短くなる。このうち最も影響を与える V_{be} の効果をのぞくために R_D をダイオードで置換すること

が考えられその回路を第10図に示す。これにより安定度をよくすることが出来る。次に周囲温度に対する安定度について考えてみる。これは無安定型と同様に考えられ、特性も無安定型と同様



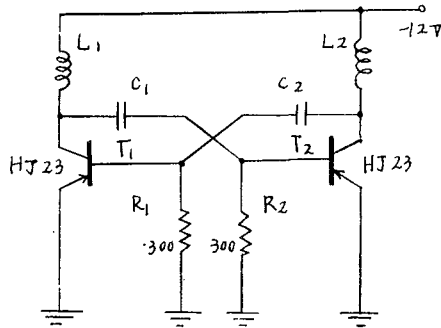
第 9 図



第 10 図

である。第10図のごとくダイオードを挿入すると V_{be} の影響が少なくなり温度上昇に対して従来の回路と同じくパルス幅 T は短くなる。従ってダイオードと並列に適当な抵抗を挿入し V_{be} と I_{co} の影響を打消す様になると温度特性のよい単安定型を得ることが出来る。この方法は無安定型についても言える。

次に双安定型について考えてみる。一般に双安定型では不飽和にして用いているが⁽⁴⁾ 最高動作速度を問題にする場合には飽和型でも駆動周波数が早くなると上昇、下降時間のため飽和しない



第 11 図

様になり、この様な領域では不飽和型との相違を問題とすることは出来ない。そこで筆者は飽和型について実験し、遮断周波数 100MC のトランジスタを用いて 10MC まで動作させることが出来た。

さらに、無安定型の動作速度を上昇させる方法としてインダクタンス負荷によることが考えられる。この回路を第11図に示す。この場合の出力波形は正弦波を半波整流したごときものでくりかえし周波数は次式で求められる。

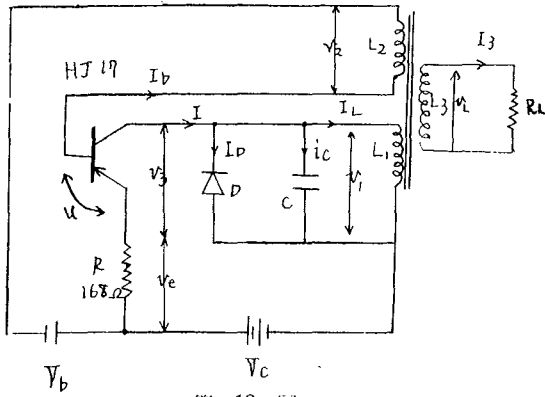
$$f = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_1 C_1}} + \frac{1}{4\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4)$$

この結果 25MC まで発振させることが可能である。

第 3 章 インダクタンスを含むトランジスタパルス回路について

インダクタンスを負荷とするパルス回路のうち最も一般的なものはブロッキング発振器であるが、この他に電磁偏向に用いる直線掃引回路、DC コンバータなどがある。これらについて実験した結果を述べる。

まず、ブロッキング発振器については従来無負荷に近い場合について解析されているが⁽⁵⁾ 実際には負荷効果について検討しなければならない。そこで筆者は始めに無負荷の場合について解析し、その結果を利用して負荷を挿入した場合とダイオードを挿入した場合について検討した。第12図の回路について負荷抵抗 R_L とダイオード D を除いた回路について計算するとパルス間隔 T は次式で与えられる。



第 12 図

$$T = \frac{\alpha_e(n+1)L_2(V_c + nV_b)}{(1+\alpha_e)R(V_c - V_b)} \quad (5)$$

ここで α_e はトランジスタの電流増幅率, n はコレクタ巻線とベース巻線の巻線化で $n = \sqrt{L_1/L_2}$ である. 負荷抵抗 R_L が挿入された場合には T は

$$T = \frac{\alpha_e(n+1)L_2(V_c + nV_b)}{(1+\alpha_e)R(V_c - V_b)} - \frac{n(n+1)L_2}{m^2R_L} \quad (6)$$

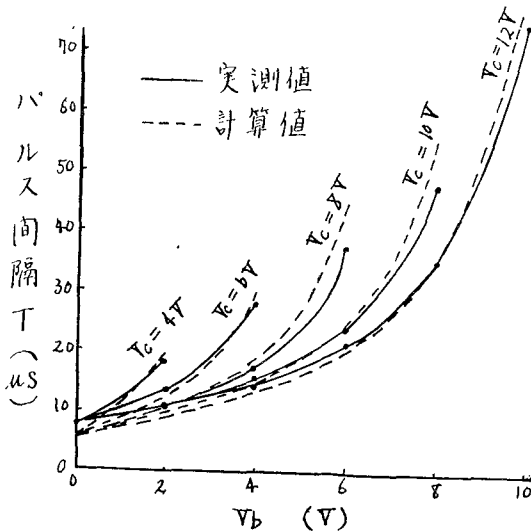
となり, $m = \sqrt{L_1/L_2}$ である. (5) 式と比較して第 2 項だけ T は小さくなる. ダイオードを挿入した場合は負荷抵抗を小さくしたことに等価になるがこの場合にはトランジスタの過渡特性が問題となり簡単に解けない. 得られるパルス幅 T_p は次式で求められる.

$$T_p = \pi\sqrt{L_1C} \quad (\text{負荷なし}) \quad (7)$$

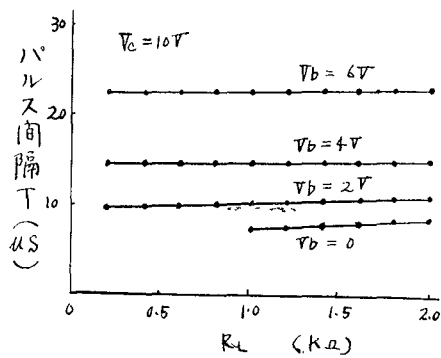
$$T_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{4}{L_1C} - \left(\frac{1}{L_1C} \frac{L_3}{R_L}\right)}} \quad (\text{負荷あり}) \quad (8)$$

ダイオードを挿入した場合には T_p は長くなりオンである場合の方が短い. 従って得られる波形は無負荷の場合とは逆に正パルスとなる. しかし負荷の変動に対する安定度はよくなり大きな負荷電力を望む場合にはダイオードの挿入がよい. パルスのピーク値は無負荷の場合トランジスタの耐圧によって決定され, 負荷が入っている時は負荷の値によって異なる. またダイオードを挿入した場合にはダイオードの作用により出力電圧は電源電圧とほぼ等しい.

次に実験結果を示す. まず無負荷の場合 V_b を変化したときのパルス間隔 T の変化は第 13 図に示される. これによりほぼ計算値と一致することが分るが, T の小さい所での相違はトランジスタのホール蓄積効果のためである. 次に負荷抵抗 R_L を挿入した場合のパルス間隔特性を第 14



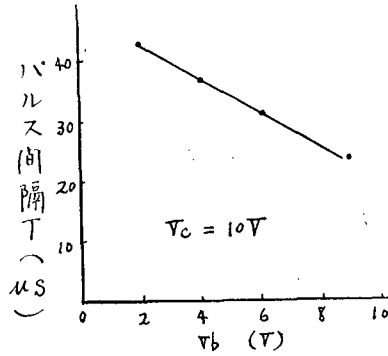
第 13 図



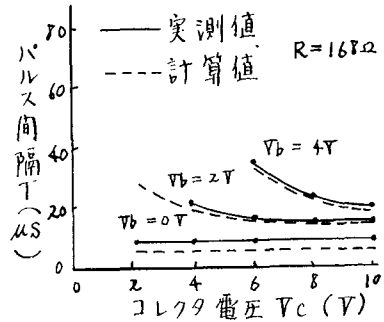
第 14 図

図に示す (b) 式から分るとく R_L が小さくなると T も小さくなるが第14図で示している程度の R_L では T の変化は少ない。さらにダイオードを挿入した場合の実験結果を第15図に示す。この場合のパルス間隔はトランジスタがオフである時で前二者と逆であるから V_b が大きくなるに従ってパルス間隔は短くなる。

さらにブロッキング発振器の安定度について考えてみる。電源電圧 V_c に対する安定度の一例として無負荷の場合の実験結果を示すと第16図のごとく示される。これから $V_b=0$ のとき T の変



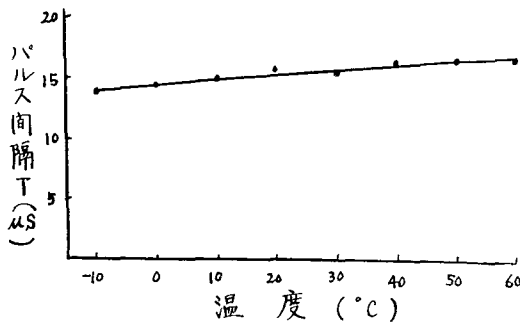
第 15 図



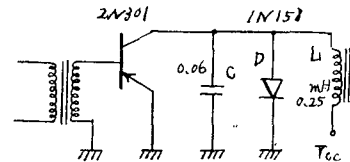
第 16 図

化が少ないことが分る。これは (5) 式からも $V_b=0$ とすると $T=(n+1)L_2/R$ ($\alpha_e \approx 1 + \alpha_e$) となることよりも云えることである。 V_b はブロッキング発振器を起動させるために必要なものであるが出来るだけ小さくすることが望ましく、パルス間隔を変化したい場合には R を変化することが望ましいことが分る。次に温度に対する安定度、実験結果を示すと第17図のごとくである。計算ではトランジスタが完全な開閉作用をするものとして考えているので直接温度の影響は入ってこないが、実験結果でも T の変化は少ない。以上述べたものの外にパルス幅、パルス波高値についても理論的考察と実験を行っているがほぼ計算結果と実測結果が一致することを確かめている。

L 負荷の第二の回路として電磁偏向などに用いられる電流直線掃引回路がある。この回路は負荷のインダクタンスに一定電圧を印加すると電流が直線的に増加することを利用するもので従来第18図のごとくトランジスタをスイッチとして用いる回路がある⁽⁶⁾。この回路の最大電流 I_{Lp} は



第 17 図



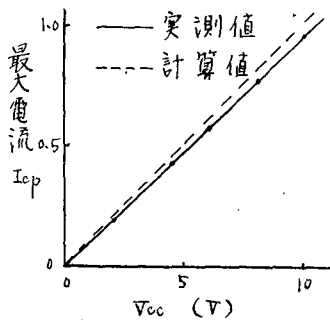
第 18 図

$$I_{Lp} = \frac{V_{cc}}{L} \cdot t_{f2} \quad (9)$$

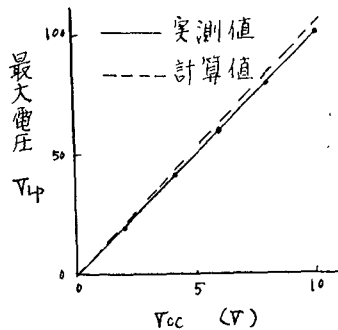
と求められ t_{f2} はトランジスタがオンである時間である。また、トランジスタがオフになったために生じるパルス電圧の最大値 V_{Lp} は

$$V_{Lp} = \frac{t_{f2}}{T_r} \cdot \pi \cdot V_{cc} \quad (10)$$

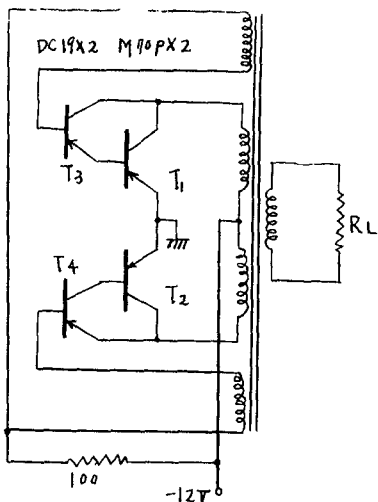
と求められ T_r はオフ期間である。これらの実験結果を示すと第19図と第20図になり計算値とかなりよい一致を示すことが分る。



第 19 図



第 20 図



第 21 図

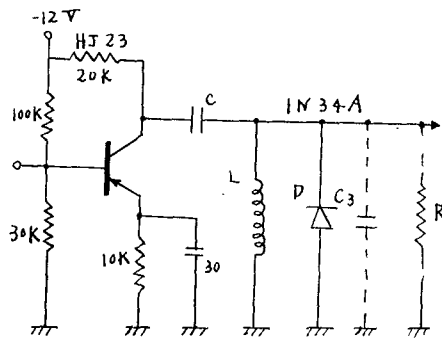
L 負荷のもう一つの回路として DC コンバータがある。 DC コンバータはトランジスタ 1 石で行う回路もあるが、 2 石使用して RL 形のマルチバイブレータとすると効率がよく大電力を取り扱うことが出来る。 一般には第21図の回路においてコワに角形ヒステリスのものを使い、 T_3, T_4 を除いた回路が用いられている⁽⁷⁾。 しかしコワとして角形ヒステリスコワを用いなくても第21図のごとく帰還電流を増幅することにより効率を改善することが可能であり筆者の実験によれば 55%の効率を75%にすることが出来た。 またこれにより出力として 60W を得ている。

第 4 章 短いパルスならびに高電圧パルスの発生について

トランジスタパルス回路によって得られるパルス波形はトランジスタの特性によって定まってくるが、 回路的工夫によりトランジスタの特性と無関係に回路素子のみによって定まるパルスを得ることが出来る。 すなわち、 幅の狭いパルスを発生させ、 高出力電圧のパルスを得、 安定度のよいパルス発生器を実験し、 パルスの上昇、 下降時間を任意に制御する方法について 研究したのでその結果についてのべる。

まず、 共振回路を利用した幅の狭いパルス発生器についてのべる。 実験回路は第22図に示すもので L と結合コンデンサ C 、 浮遊容量 C_s との共振回路を形成しており、 入力に信号が加えられるとこの共振回路は減衰振動をするのでその 1/4 サイクルのみを取り、 その後をダイオード D でダンピングすれば幅の狭いパルスを得ることが出来る。 従ってパルス幅 T は次式で求められる。

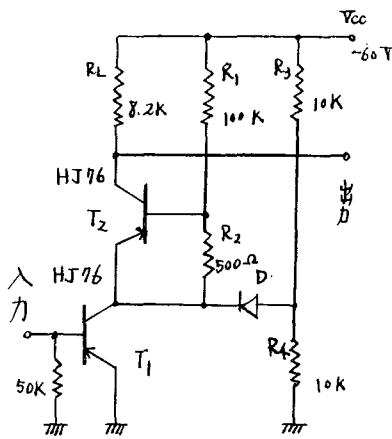
$$T = \frac{1}{2} \pi \sqrt{L(C+C_s)} \quad (11)$$



第 22 図

第22図の回路で $L=25\mu H$, $C=100PF$ とした時にパルス幅 $0.3\mu s$ のパルスを得ることが出来た。

次に高出力電圧パルス回路についてのべる。一般に抵抗負荷の場合トランジスタ回路から得られる出力電圧は使用するトランジスタのコレクタ耐圧までの電圧である。しかしそれ以上の出力電圧を必要とする場合は多くある。そこで筆者はトランジスタを2石用いそれを積み重ねることによって高出力電圧を得る方法について実験した。実験回路を第23図に示す。このようにトランジスタ T_1 , T_2 を直列に接続するとトランジスタがオフになる時 T_1 , T_2 に等しい電圧が加わるようにしなければならない。この方法として T_2 のベースバイアスとして T_1 の出力電圧と電源電圧との差を R_1 , R_2 で分割して掛けるようにしている。またダイオード D は T_1 のコレクタ電圧が電源電圧の $1/2$ 以上にならないようにしている。この回路で出力電圧として約 $55V$, $2MC$ まで得ている。

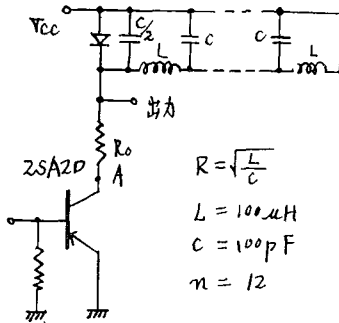


第 23 図

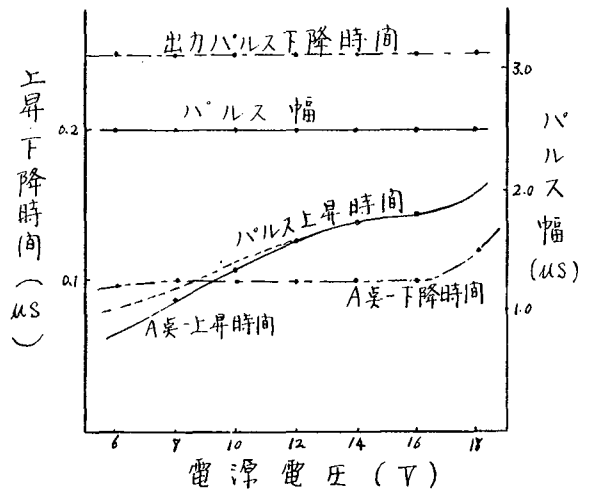
さらに安定度のよいパルス発生を行うことを考えた。その方法は遅延回路を利用する方法で従来スイッチ素子として電子管、水銀スイッチなどが用いられて来たが、トリガしてからパルス発生まで時間遅れがあることなどの欠点があった。そこで筆者はスイッチ素子にトランジスタを用いることを考えまず始めに第24図のごとくトランジスタ1石を用いた回路について実験した。この回路で得られるパルス幅は遅延回路の特性によって定まり次式で求められる⁽⁸⁾。

$$T = 2n \times 1.07 \sqrt{LC} \quad (12)$$

この値はトランジスタの特性に左右されないので周囲温度に対して安定であると考えられ電源電圧に対しても第25図のごとく一定とすることが出来る。次に出力パルスの上昇、下降時間を考え

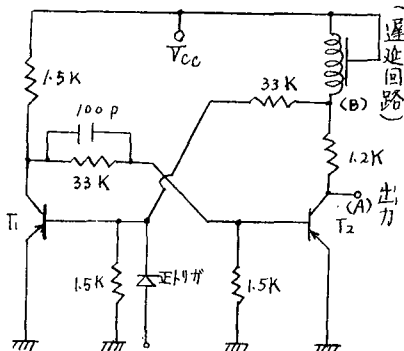


第 24 図



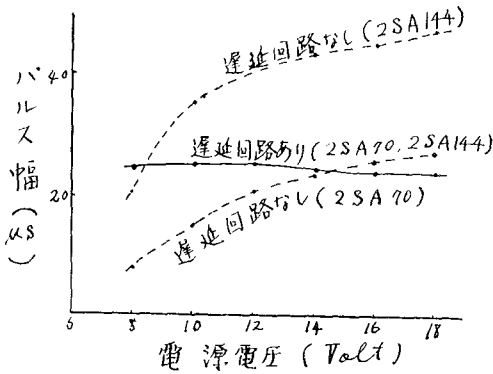
第 25 図

て見ると第25図に示すごとく下降時間はほぼ一定であるが上昇時間が変化している事が見られる。これは下降時間が遅延回路の特性で定まり、上昇時間はスイッチ素子の過度現象の影響を受けるためであると考えられる。従って上昇時間を短くするためにはスイッチ回路をマルチバイブレータ

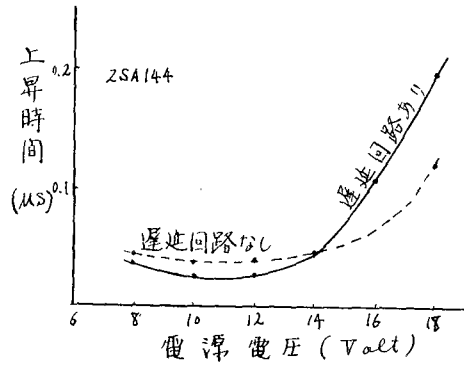


第 26 図

とすることが望まれる。この回路を示すと第26図のごとくパルス幅特性は第27図に示される。これよりパルス幅がほとんど一定であることが分り比較に用いた遅延回路を含まない回路は第2章



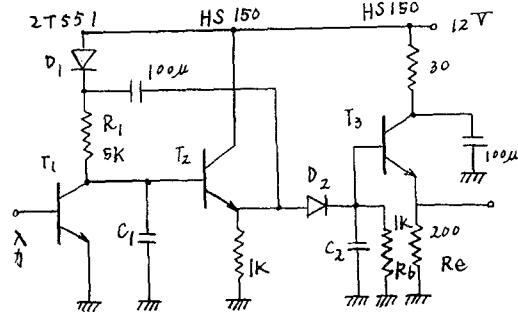
第 27 図



第 28 図

でのベータベース抵抗を接地した単安定型マルチバイブレータである。上昇時間は第28図に示すごとくトランジスタ 1 石に比べてよくなっていることが分りトランジスタを選択すれば $10\mu s$ 以下にすることも出来た。なお電源電圧の高い方で上昇時間が長くなっているのは回路定数の選定が不適当であるためでこれは大きく変化する電源電圧に対して同一の回路定数で実測したためである。下降時間に対してもマルチバイブレータとすることより約 $1/5$ にすることが出来、 $0.4\mu s$ を得ることが出来た。

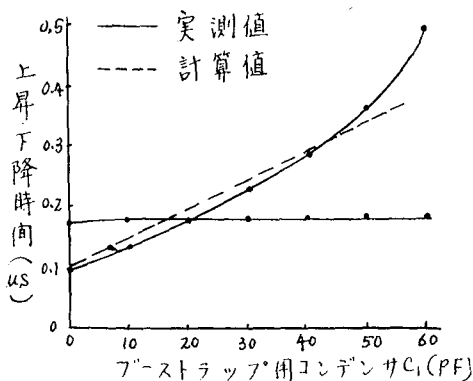
さらにパルスの上昇、下降時間を任意に制御することについて実験した。一般に上昇時間を制御する方法としてブーストラップ回路ミラー積分回路などがあるが、上昇下降時間を別個に制御することについては発表がない。そこで筆者はブーストラップ回路とダイオードを利用した積分回路とを用いてこの方法について実験を行った。この実験回路を第29図に示す。トランジスタ T_1 を用いたブーストラップ回路により上昇時間は制御され次式で求められる。



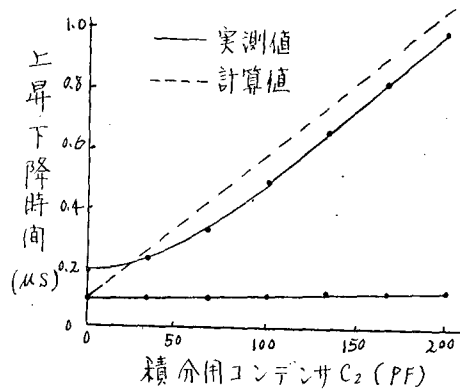
第 29 図

$$t_r = C_1 R_1$$

(13)



第 30 図



第 31 図

また下降時間はダイオード D_2 を通じてコンデンサ C_2 に蓄えられた電荷が T_3 のベースを通じて放電する時の特性によって定まり次式で表わされる。

$$t_f = \frac{R_b \cdot R_c \beta}{R_b + R_c \beta} \cdot C_2 I_{n10} \quad (14)$$

ここで β は T_3 のエミッタ接地電流増幅率である。 C_2 を一定とした時の出力パルスの上昇、下降時間特性は第30図のごとく実測されこれより下降時間が C_1 の値に影響されないことが分る。また $C_1=0$ で上昇時間が零とならないのは浮遊容量約 $20pF$ のためで点線の計算結果はこの値を含めたものである。 C_1 を一定とし C_2 を変化した時には第31図のごとく実測され、第30図と同じことがこれより知ることが出来る。

第5章 結 言

以上トランジスタパルス回路の基礎的研究についてのべたが、これよりトランジスタの遅延時間を減少させるためオンからオフになる時ベース電流を必要な最小値になる回路を新たに考案考察し、この方法により高速度で動作させることが出来た。またトランジスタに必然的に附帯する周囲温度に対する影響や電源電圧に対する安定度について解析を試み、これを少なくする方法について述べかつ設計を容易にした。勿論トランジスタ自身が改良されれば本研究で得た結果をそのまま用いることが出来、さらに高速度で動作し安定度もよくなるものとする。

第2編 トランジスタパルス回路の応用に関する研究

第6章 緒 言

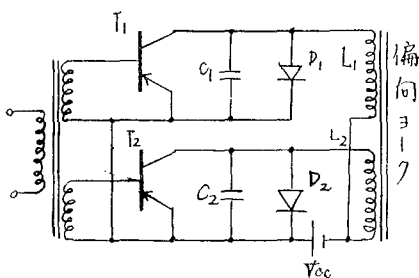
トランジスタパルス回路を応用した各種機器は第1編でのべた各種回路を含めたトランジスタ回路を基礎としているが、基礎的回路の性能により機器全体の性能が決定される場合が多い。従って各種基礎的回路の性質を十分に検討し出来るだけその長所を發揮させ、他の基礎的回路との結合などを検討する必要がある。そこで筆者はトランジスタパルス回路の応用例としてトランジスタテレビ受像機とマグネトロン形計数管を用いた計数装置の応用研究を行った。このうちテレビ受像機では現在一番問題となっている水平偏向出力回路について新しい方式を考案し大口径受像管も十分に偏向することが出来た。

第7章 トランジスタテレビ受像機

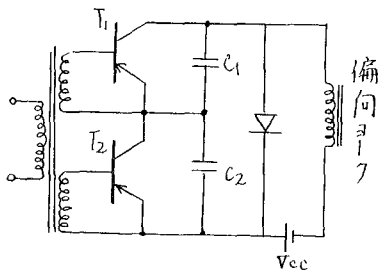
テレビ受像機をトランジスタ化することについては比較的古くから行われており⁽⁹⁾、現在トランジスタ自身の特性のため三つの回路において問題となっている。すなわち $230MC$ まで増幅する必要がある高周波回路では利得を得ることが困難であり、また映像増幅出力回路では広範な周波数帯域において $100V$ 程度の出力電圧を得ることが問題となっている。さらに水平偏向出力回路においては非常に大きい最大電圧、電流の積を必要とし、一般の電力用トランジスタでは遮断周波数が低いので損失が大きく、1石で十分なる偏向を行うことは困難である。筆者は以上のべた回路を含めてテレビ受像機の全トランジスタ化を行い、良好な結果を得たが、特に問題である水平偏向出力回路において新しい方式を考察し、実験を行った。そこでここでは水平偏向出力回路だけについて述べる。

水平偏向ヨークは抵抗が小さく、周波数も比較的高いのでインダクタンスのみと考えることが出来、第3章で述べた直線掃引回路を用いることが出来る。従ってトランジスタはスイッチ素子として使用している。現在得られるトランジスタを水平偏向出力回路に用いる場合、最大電圧、電流ともに不足で1石で偏向回路を構成することは困難である。従って多数個の使用が考えられるが、トランジスタの特性のバラツキによって個々のトランジスタにかかる最大電圧、電流を等しくすることは出来ない。そこで筆者は最大電圧を増大させる方法としてトランジスタを直列に

接続しコンデンサを並列に挿入する方法によってコレクタ耐圧を増大させる方法を考えた。その回路を第32図に示す。このようにトランジスタを直列に接続した場合にはオフの時 T_2 にかかるピーク電圧が問題となり 1 石のトランジスタのみに大きな電圧が加わる恐れがある。そこで第 3 章、第18図における C を二つに分割し第32図のごとく T_1 、 T_2 と並列に挿入するとトランジスタがオフのときのインピーダンスよりコンデンサのインピーダンスの方が非常に小さくなり、 T_1 、 T_2 に加わる電圧は C_1 、 C_2 の値によって左右される。従って C_1 と C_2 とを等しくすれば T_1 、 T_2 に加わる電圧を等しくすることが出来る。また最大電流を増大させる方法としてトランジスタを並列に接続することが考えられるが、この場合はトランジスタがオンのときの特性のバラツキが問題となる。そこで筆者は同じ電流を各トランジスタに流すようにするため第33図のごとく

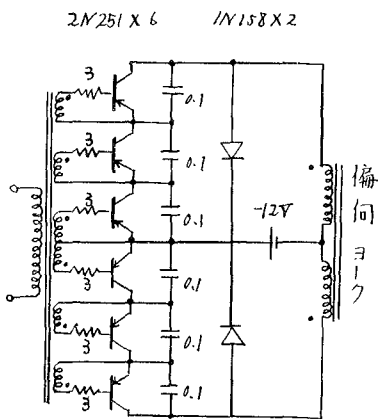


第 32 図



第 33 図

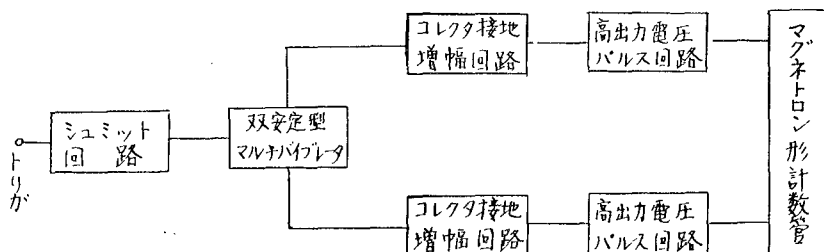
全く並列な回路構成にした。このような方法であると偏向ヨークの L_1 L_2 の値と結合密度によって T_1 、 T_2 に流れる電流が支配され、 L_1 、 L_2 を等しくし、結合を密にすれば T_1 、 T_2 に流れる電流はほぼ等しくなり、偏向ヨーク内の磁束密度を大きくすることが出来る。第32図と第33図の回路は同時に使用することが出来る。また 2 石のみでなく、それ以上のトランジスタの使用も可能なので原理的には大口径の受像管を十分に偏向することが出来る。一例を示すと第34図のごとくパワートランジスタ 2N251 を 6 石使用して加速電圧 14.9KV 90° 偏向の17吋受像管を十分に偏向することが出来た。この場合偏向ヨークに得られた最大電圧、電流の積は 2,300VA である。



第 34 図

第 8 章 マグネトロン形計数管を用いたトランジスタ計数装置

計数管としてはデカトロン、E1T などがあるが、この他に最も高速度で動作させることが出来るマグネトロン形計数管（トロコトロン）がある⁽¹⁰⁾。この計数管を動作させるためには約 60V



第 35 図

の正並びに負のパルスが必要とする。そこで筆者は第35図のブロックダイアグラムに示す方法でトランジスタ化を行った。まずシュミット回路はトリガパルスの波形成形するもので、次に第2章でのべた双安定型マルチバイブレータで正並びに負のパルスを発生させ、コレクタ接地増幅回路を通じて高出力電圧パルス回路に結合している。この高出力電圧パルス回路は第4章でのべた第23図と同じ回路で計数管に必要な60Vの電圧を得ている。この方式によってマグネトロン形計数管に東芝製M7505を使用して約2MCまで動作させることが出来た。この上限周波数は主に計数管によるもので、もっと動作速度の早い計数管を用いるならば上限周波数を上げることも可能である。

第9章 結 言

第1編で基礎的回路について述べたが、その応用例としてトランジスタテレビ受像機とマグネトロン形計数管のトランジスタ駆動装置の応用研究を行い、その結果について述べた。これからもトランジスタの諸特性の欠点が機器全体の性能を決定することが分り、トランジスタの使用方法を十分検討する必要性のあることの再確認が出来たと思う。

第10章 総合的結言

従来用いられているトランジスタパルス回路は優れた多くの特性を有しているが、欠点も多く、これらの基礎的回路が応用された機器全体の性能を決定することは前述した通りである。従ってトランジスタの性質をよく検討してそれに適合した回路とすることが望ましい。そこで筆者はトランジスタの特性を解析し、その結果からより優れた回路方式を求めた。すなわちパルス回路の高速化を行い安定度をよくし、幅の狭いパルスを得、さらにコレクタ耐圧以上の出力電圧を得る方法について研究し、所期の目的を達した。さらにその結果を利用した二つの応用例について研究を重ね、これらよりトランジスタパルス回路の性能を向上させることが出来た。

謝 辞

本研究は東北大学工学部通信工学科真野研究室で行ったので、懇切なる御指導を賜った真野国夫教授並びに同教授御不在中に種々御指導御鞭撻を賜った松平正寿教授、永井健三教授、和田正信教授に心から感謝すると共に御援助を頂いた研究室の皆様にも深く感謝する。

文 献

- (1) A.E Jackets; Electronic Engineer **32**—5, 122(1955—5)
- (2) J.J.Ebers, J.L.Moll; IRE **42**—12, 1761 (1954—12)
- (3) J.L. Moll; I.R.E. **42**—12, 1773 (1954—12)
- (4) 青柳健次, 富脇一男, 佐々木次良; 信学誌 **40**—11, 1196 (昭 32—11)
- (5) J.G. Linvill, R.H. Mattson; IRE **43**—11, 1632 (1955—11)
- (6) H. C. Goodrich; RCA Rev **18**—3, 293 (1957—9)
- (7) G.H. Royer; AIEE Jrans, Commun and Elect **74**, 302 (1955)
- (8) J. Millman, H. Taub; Pulse and Digital Circuits (1956)
- (9) G.C. Sziklai, R.D. Lohman, G.B. Herzog; IRE **41**—6, 708 (1953—6)
- (10) H.Alfen, L.Lindberg; Acta Palytech. Elect. Eng. **2**—2, 106 (1959)

審査結果要旨

トランジスタはスイッチ素子として優れた特性を有するものであることは明らかであるが、コレクタ耐圧の低いこと、高周波特性のよくないこと、温度特性の悪いこと等の欠点もありパルス回路としての立場から回路的にその欠点の克服を強く要望されている。本論文はこのような観点に立ち、パルス回路の基礎的研究としての四つの問題を取りあげ、それぞれに対して以下のような成果を得た。すなわち、まず従来と異った独創的な各種マルチバイブレータを取りあげ、その動作速度の向上と安定な動作特性を有する新しい回路方式を解析実験し、その優秀性を確かめ、次に誘導負荷を有するトランジスタパルス回路の代表例としてブロッキング発振器を取りあげ、従来行なわれていなかった動作解析を理論的に取扱い一般化した。第三に従来得られなかった程度の極めて巾の狭いパルスの発生ならびにトランジスタでは得難い高出力電圧をうる回路につき研究し成果を得、第四として周囲温度の変化に対しても安定なパルスを発生する発振器を考案しその解析を行なった。

また、これらの基礎回路の応用としてテレビジョン受像機のトランジスタ化と磁電管形計数管のトランジスタ駆動を成功させた。すなわち、上述の成果を取り入れつつ前者については本論文で提案したトランジスタ化水平偏向回路を使用することにより大口径受像管でも満足な動作を十分にさせることに成功し、後者については従来真空管でしか駆動できなかった高速度パルス計数用のものにつき、十分な計数速度を維持しながらトランジスタ駆動を成功させた。

これを要するに本論文はトランジスタパルス回路の基礎的研究を行ないトランジスタ素子の有する優れた性能をそこなわず、しかも欠点を克服し、より高速度で動作し、しかも安定度のよい回路の開発を行ない、これを解析して設計に役立つようにし、しかも具体的な応用例についても十分な成果を得たものと判断する。

すなわち、基礎的研究の成果において工学的価値を認め、また応用的研究のそれにおいて工業的に益するところが少なくないものである。

よって本論文は工学博士の学位論文として合格と認める。