

# 半 導 体 チ ョ ッ パ

1962 年 8 月

日 本 原 子 力 研 究 所

Japan Atomic Energy Research Institute

## 半 導 体 チ ョ ッ パ

## 要 旨

最近直交変換型直流増幅器の変換器に半導体を用いる研究がおこなわれ、その効果が知られるようになった。筆者らも原子炉計装の半導体化の研究の一環として、この種文献の調査をおこなった。この報告は、これら文献調査の結果にもとづき、半導体チョッパの研究の経過と現況、動作理論、特性と性能、応用と問題点、将来への見通しなどを客観的に記述した。多くの文献について、統一した見解のもとに述べることは困難な部分もあるので、これらは表によって説明するとともに、主要文献については、文献別に要旨、特長をのべた。

この調査の結果から、筆者らは半導体チョッパを採用する可能性について大きな期待を持つことができた。

1962年6月

計測制御研究室

川口千代二	古川友三	吉田 広
若山直昭	荒克之	河上知秀
角田恒己		

## The Semiconductor Modulators for D. C. Amplifiers

## summary

The report surveys the semiconductor modulators for D. C. amplifiers. The recent progress in semiconductors is making possible the replacement of the contactor and capacity modulators with the transistor and diode modulators. As the result of the present surveys, it is found that the application of semiconductors to the nuclear instruments is very hopeful.

The history of development of semiconductor modulators, the principles, and the A. C. Amplifiers after the modulators are discussed. The characteristics and features of the respective modulators found in references are summarized in the attached table.

June, 1962

CHIYOJI KAWAGUCHI,	TOMOZO HURUKAWA,	HIROSHI YOSHIDA
NAOAKI WAKAYAMA,	KATSUYUKI ARA	TOMOHIDE KAWAKAMI
TSUNEMI KAKUTA		

Instrumentation and Controls Laboratory

Japan Atomic Energy Research Institute

## 目 次

1. 緒 言	1	5.1.2 交流増幅器の入力抵抗	18
2. 半導体チョッパ発達の経過	2	5.2 復 調 器	18
2.1 トランジスタ・チョッパ	2	5.3 積 分 器	18
2.2 ダイオード・チョッパ	3	5.4 直流増幅器の構成	19
3. トランジスタ・チョッパの動作	4	6. 主要文献の要旨	20
3.1 一般動作理論	4	6.1 R. L. BRIGHT: <i>Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.</i> , 1955年	20
3.2 電圧, 電流のオフセット	5	6.2 R. L. BRIGHT and A. P. KRUPER: <i>Electronics</i> , 1955年	20
3.3 過渡応答とスパイク	8	6.3 G. B. B. CHAPLIN and A. R. OWENCE: <i>Proc. Inst. Elec. Engrs.</i> , 1957年	20
3.4 ドリフトについて	9	6.4 G. B. B. CHAPLIN and A. R. OWENCE: <i>Proc. Inst. Elec. Engrs.</i> , 1957年	21
3.5 ドリフト対策	10	6.5 J. GIORGIS and C. C. THOMSON: <i>Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.</i> , 1958年	21
3.5.1 twin 化によるドリフトの軽減	10	6.6 長谷川, 西野: 計測, 昭和34年	22
3.5.2 励振電流の撰択による電圧ドリフトの軽減	11	6.7 I. C. HUTCHEN and D. SUMMERS: <i>Proc. Inst. Elec. Engrs.</i> , 1960年	23
3.5.3 励振方法による電流ドリフトの軽減とシリコントランジスタの使用	11	6.8 猪瀬, 水田, 木下: 電気学会誌, 昭和36年	23
3.5.4 恒温槽の使用によるドリフトの軽減	11	6.9 N. F. MOODY: <i>Electronic Eng.</i> , 1956年	24
4. ダイオード・チョッパ	12	6.10 R. R. HOGE: <i>IRE</i> , 1960年	24
4.1 ダイオード・チョッパの動作	12	6.11 H. E. DE BOLT: <i>IRE. Trans.</i> , 1960年	25
4.1.1 ON-OFF 型ダイオード・チョッパ	12	7. 文献による性能, 特性一覧表	27
4.1.2 リング変調器	13	8. 半導体チョッパの応用と将来の問題点	30
4.1.3 可変容量型ダイオード・チョッパ	13	9. 結 言	31
4.1.4 ダイオード1箇用いるチョッパ	15	文 献	31
4.2 ダイオード・チョッパの特性	16		
5. 増 幅 器	17		
5.1 交流増幅器	17		
5.1.1 交流増幅器の利得の安定化と直線性の改善	17		

# 1. 緒 言

原子炉計装には一般的に直流増幅器がひろく用いられている。直流増幅器としては、現在ほとんどすべて電子管の直結式が用いられており、一部にチョッパ型が併用されている。周波数特性は前者がすぐれ、ゼロドリフトは後者がすぐれている。両者の共通した欠点（特に後者ではそれが著しい）は寿命の点であるが、今のところ、これに代るべき高性能の直流増幅器は見当らない。チョッパの励振周波数を高められれば周波数特性が向上し、チョッパの長所である低いゼロドリフトと相まって、すぐれた直流増幅器が出現するわけである。

現在使用されているチョッパの大部分は、機械的チョッパであるが、その寿命は励振周波数の増大とともに短縮する。また、チョッパの機構上の制限から励振周波数をある程度以上高くしても動作しない。

最近、普通の機械的チョッパの代りに磁気的素子や半導体素子を用いた直流増幅器の研究が盛んにおこなわれるようになった。これらは磁気変調器、トランジスタ・チョッパ、ダイオード・チョッパなどと呼ばれ、これによれば、ゼロドリフトを機械的チョッパにかなり近づけることができ、励振周波数をかなり高められる。寿命にいたっては、原理的には半永久的のといってよく、これと磁気増幅器、トランジスタ増幅器などを併用すれば、全静止的な安定な直流増幅器が得られるはずであるがこれは今後の研究にまたねばならない。

筆者らは前記静止チョッパのうち、現在までに発表されたトランジスタ・チョッパ、ダイオード・チョッパに関するいくつかの文献を調査し、そこにのべられている性能、特徴などを比較した。その結果、これらは将来原子炉計装の分野にも取入れられる可能性があることがわかった。すでに原子カシンボジウム報文集、*Nucleonics*, AEC report など原子力関係の専門部門にも文献が現れており、その将来性を示唆している。以上の見地から、これら文献調査の結果を報告する。

まず、現在までのトランジスタ・チョッパ、ダイオード・チョッパの研究の経過をのべ、さらにこれら半導体チョッパの動作、性能を簡単に説明し、各文献の比較をおこなう。

なお最近の直流増幅器の研究において磁気変調器、半導体チョッパの研究がいかに進出しているかを

(a) 電気四学会連合大会

	30年	31	32	33	34	35	36	37
磁気変調器	0	0	1	2	2	3	3	3
半導体チョッパ	0	0	0	0	0	2	1	4

(b) 電気通信学会全国大会

	30年	31	32	33	34	35	36
磁気変調器	0	0	0	1	1	0	0
半導体チョッパ	0	0	0	0	1	2	3

(c) 電気学会東京支部大会

	30年	31	32	33	34	35	36
磁気変調器	0	0	0	0	0	2	0
半導体チョッパ	0	0	0	0	3	2	1

(d) 計測学会その他による自動制御連合講演会

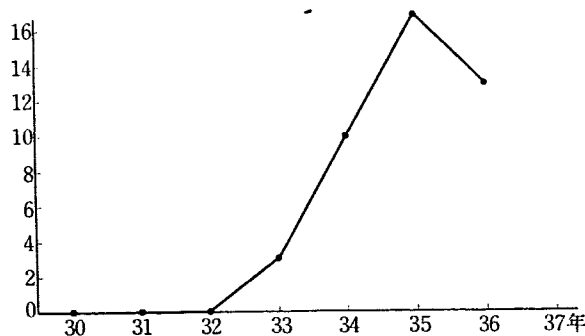
	30年	31	32	33	34	35	36	
磁気変調器					0	1	4	4
半導体チョッパ					0	0	2	1

(註) 昭和33年に第1回開催

第1表 最近の学会において発表された静止チョッパに関する論文の数

しめそう。第1表は昭和30年以降において、電気学会、電気通信学会、計測学会において発表された論文の中から、上記静止チョッパに関するものの論文数の集計である。調査範囲は、これら学会のうち、計測部門、電子回路部門に限ったから、洩れたものも若干はあるだろうが、しかし時代による変遷は諒解できよう。

第1図はこれらの合計をグラフにしたものである。



第1図 第1表の合計のグラフ

## 2. 半導体チョッパ発達の経過

半導体チョッパの研究は、まずトランジスタ・チョッパから始まり、ついでダイオード・チョッパの研究に移ってきている。

### 2.1 トランジスタ・チョッパ

トランジスタ・チョッパ研究の糸口は、1954年 J. J. EBERS と J. L. MOLL とが IRE に発表した論文<sup>1)</sup> および J. L. MOLL の論文<sup>2)</sup> の2つであろうと思われる。しかし、この2つの論文はチョッパとか直流増幅器などについては言及しておらず、トランジスタのスイッチング動作およびその過渡現象について、理論的に解説したものであるが、この考えが後に半導体チョッパの理論に応用されるのである。ことに EBERS と MOLL の導いたジャンクショントランジスタのエミッタ電流、コレクタ電流を与える理論式は、トランジスタのスイッチング動作を説明するきわめて重要な式であり、トランジスタ・チョッパの研究に大きな助言を与えた。

さて、翌1955年 *Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.* に現れた R. L. BRIGHT の論文<sup>3)</sup> がトランジスタ・チョッパとしての初めての文献であろう。BRIGHT はトランジスタをチョッパとして使用できることを示唆したもので、その後現れるトランジスタ・チョッパおよびスイッチングトランジスタの応用に関する論文には引用文献として必ずといってよいくらい用いられる有名な論文である。

BRIGHT の論文がなぜ特筆されるべきかという点、彼はトランジスタのコレクタとエミッタとを逆接続したいわゆる inverted connection が、直流入力が存在しない時のオフセット出力を、きわめて小さくできることを前記 EBERS および MOLL の式から理論的に導き、そして現在使用されているほとんどすべてのトランジスタ・チョッパがこの inverted connection を採用しているからである。彼は A. P. KRUPER とともに inverted connection によるトランジスタ・チョッパの実験結果を *Electronics*<sup>4)</sup> および *Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.*<sup>5)</sup> に発表し、ここに始めてトランジスタ・チョッパによる直流増幅器の本格的な論文が出現した。

さらに、最近のシリコントランジスタの発達にと

ない、J. J. IORGIS および C. C. THOMSON によるシリコントランジスタ・チョッパの動作に関する論文<sup>6)</sup> が現れたが(1958年)そのあとアメリカにおいては、これといった基礎的な論文は少なく、むしろ応用に関する研究に移りつつある傾向であり<sup>7)8)9)</sup>、また、すでに商品として現れてきている。

一方、イギリスにおいても前記 BRIGHT の論文がでて刺戟され、まもなく文献が出始めた。その代表的なものは G. B. B. CHAPLIN と A. R. OWENS の論文<sup>10)11)</sup> および I. C. HUTCHEON と D. SUMMESS の論文<sup>12)</sup> の3編があげられる。これらイギリスにおけるトランジスタ・チョッパの研究は、主としてトランジスタ1箇所を用いる方式をとっており、この点アメリカやわが国の2箇所用いる平衡型と非常に異なっている。増幅器もすべてトランジスタ化しており、したがって、これらの論文は増幅器についてもくわしく解説している。さらに、原子力方面の応用についても非常に力をそそいでいる。

わが国でも、昭和33年(1958年)頃から藤生<sup>13)</sup> および長谷川、西野ら<sup>14)</sup> の論文が現れ、最近の学会ではかなりの興味をしめされている。長谷川、西野の論文は励振周波数を高めるための必要から、いわゆるスパイク現象をとりあげている。また猪瀬、水田、木下の論文<sup>15)16)</sup> は実用面から見て重要な温度特性およびこれの補償の問題について詳述している。わが国のトランジスタ・チョッパ研究の経過をみると、BRIGHT の影響を多分に受けており、シングルタイプのもはあまりとり上げられていないようである。直流増幅器としての試作もおこなわれ、工業計器の分野へも実用化されつつある<sup>17)18)</sup>。また最近ではトランジスタ・チョッパの寿命に関する検討もおこなわれている<sup>19)</sup>。なお、トランジスタ・チョッパの研究は比較的新しいために、発表者によってある程度考えの差があるのは止むを得ない。たとえば、過渡現象やスパイクに対する考察、オフセット出力の問題および励振方法に対する態度などについては、人によって説が異なることもあり、また測定条件の差などの原因もあり、したがって、得られた結論は必ずしも一致していないこともある。ここでは始め一般的な説明にとどめ、さらに主要文献についてはそれと別個に要旨をのべて便をはかりたい。

## 2.2 ダイオード・チョッパ

原理的には、直流または低周波直流増幅器に古くからダイオードによるリング変調器が用いられたが、低レベルの直流増幅器としてダイオード・チョッパが用いられるようになったのは比較的新しい。それはトランジスタ・チョッパが、主としてゲルマニウムトランジスタの研究から始まっているのに対して、ダイオード・チョッパはシリコンの発達につれて開発されたものと考えられるからである。1956年 N. F. MOODY の論文<sup>20)</sup>はこの種のダイオード・チョッパの文献の初期のものといえる。ついで、LAURENCE FLEMING の論文<sup>21)</sup>が発表されたが、これはダイオードの順方向抵抗 (ON 状態) と逆方向抵抗 (OFF 状態) との差が大なることに着目し、交流励振電源によって回路をチョッピングすることによって、直流信号が交流に変換されるとの考案にもとづいた。その後、シリコンダイオードの端子間容量が、その両端に加えられる電圧によって変化することから、これを変調器として取扱う方向に向っているようである。たとえば、R. HOGE の論

文<sup>22)</sup>などはその代表的なものである。これらダイオード・チョッパは入力インピーダンスが高く、原子炉計装にも応用されようとしている。

一方わが国では、ダイオード・チョッパの文献が現れたのは、ここ 1~2 年のことで、最近は特に増加してゆく傾向にあるが、可変容量素子として考察するほうが多いようである<sup>23) 24) 25) 26) 27)</sup>。

なお、ここにいうダイオード・チョッパはその動作原理から考えて、大部分はむしろダイオード型直交変換器またはダイオード変調器と称すべきものと考えられるが、わが国ではこれを便宜上ダイオード・チョッパと称することが多いので、本稿でもこれに従った。

以上半導体チョッパの開発の経過をきわめて簡単にのべたが、最近は応用面での活躍がめざましく、直流増幅器の直交変換器としてひろく用いられようとしており、各種計測器へ、また直結型増幅器と組合せてドリフト補償型広帯域増幅器への応用も期待される。

さて、これら文献にしめされた半導体チョッパによる直流増幅器の性能について調査した結果を 7 の表にまとめてしめた。

## 3. トランジスタチョップの動作

## 3.1 一般動作理論

トランジスタ・チョップの動作理論は本質的にはトランジスタの大振幅動作を記述することにはかならない。EBERS と MOLL によって発表されたトランジスタの大振幅動作理論<sup>1)2)</sup>、スイッチング回路の設計に有用であることが知られている。BRIGHT はこの EBERS と MOLL の理論によって、トランジスタをチョップとして用いた場合の諸特性を記述している<sup>3)</sup>。BRIGHT の論文は、トランジスタ・チョップに関する文献には必ず引用されていることからわかるように、トランジスタ・チョップの基本的特性を知る上で非常に有用である。以下に、EBERS と MOLL のトランジスタの大振幅動作理論および BRIGHT によって導きだされた結果をもとに、トランジスタ・チョップの動作の大略をのべる。

トランジスタの二つの接合は、それぞれ接合ダイオードとして動作し、かつ相互間に reaction があると考えることができる。接合ダイオードの動作は、半導体の体抵抗と接合部分の表面状態に起因する漏洩抵抗を無視すると、

$$I = I_s \left\{ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (1)$$

ただし、 $V$ : 印加電圧

$I$ : ダイオード電流

$I_s$ : 飽和電流

$q$ : 電子の電荷

$k$ : ボルツマン定数

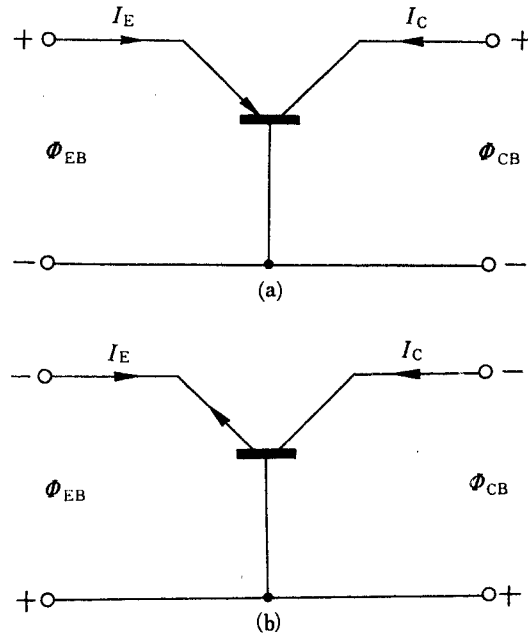
$T$ : 絶対温度 °K

$$\frac{kT}{q} = 0.026 \text{ V (25°C において)}$$

のようにしめされる。トランジスタの二つの接合の間の reaction を一次結合と考え、第 2 図のような方向と記号を用いて、エミッタ電流  $I_E$  およびコレクタ電流  $I_C$  はつぎのように書くことができる。

$$I_E = a_{11} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{EB}}{kT}\right) - 1 \right\} + a_{12} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{CB}}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (2)$$

$$I_C = a_{21} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{EB}}{kT}\right) - 1 \right\}$$



第 2 図 トランジスタの電圧、電流の方向と記号  
(a) PNP (b) NPN

$$+ a_{22} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{CB}}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (3)$$

(2), (3) 式の考え方は、ある仮定のもとに少数キャリアに関する拡散方程式を解くことによって正しいことが証明され、かつ

$$a_{12} = a_{21} \quad (4)$$

であることが証明される。

(2), (3) 式は  $a_{11}$ ,  $a_{12}$ ,  $a_{21}$ ,  $a_{22}$  を測定可能な量と関係づけることにより、

$$I_E = -\frac{I_{E0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{EB}}{kT}\right) - 1 \right\} + \frac{\alpha_I I_{C0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{CB}}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (5)$$

$$I_C = +\frac{\alpha_N I_{E0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{EB}}{kT}\right) - 1 \right\} - \frac{I_{C0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{CB}}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (6)$$

また (4) 式より、

$$\alpha_N \cdot I_{E0} = \alpha_I I_{C0} \quad (7)$$

と書くことができる。ここで、

$I_{E0}$ :  $I_C = 0$  のときのエミッタ接合飽和電流

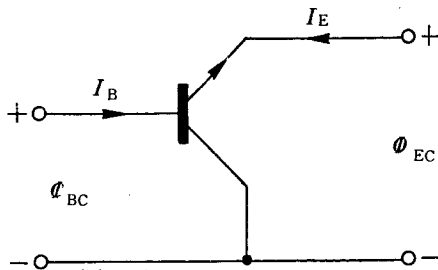
$I_{C0}$ :  $I_E = 0$  のときのコレクタ接合飽和電流

$\alpha_N$ : エミッタ接合をエミッタとして動作させた場合の電流増幅率

$\alpha_I$ : コレクタ接合をエミッタとして動作させた場合の電流増幅率

(5), (6)式によって, トランジスタの動作は折線近似をおこなうことなく遮断領域から飽和領域まであらわされている.

BRIGHT は (5), (6) 式を実際のチョップの動作を記述するのに都合がよい形に変形し, その結果から経験的に知られていたトランジスタ・チョップの諸特性を明確にした. これまでトランジスタ・チョップの欠点として電圧および電流のオフセットがあることが定性的に理解され, かつ, オフセットの量が normal connection (エミッタ接合をエミッタとして動作させる) よりも inverted connection (コレクタ接合をエミッタとして動作させる) のほうが小であることが経験的に知られていた. そこで BRIGHT は第3図のよう



第3図 Inverted connection の場合の電圧, 電流の方向と記号 (NPNトランジスタ)

な inverted connection について (5), (6) 式を解き, その等価回路よりオフセットを定量的に求めた. (5) および (6) 式は,  $I_E$  と  $I_C$ ,  $I_{E0}$  と  $I_{C0}$ ,  $\phi_{EB}$  と  $\phi_{CB}$ ,  $\alpha_N$  と  $\alpha_I$  に関し, 対称の関係にあるので, inverted connection について求めた結果から normal connection の場合はただちに求められる. したがって, 一方の connection についてのみ考察すればよい.

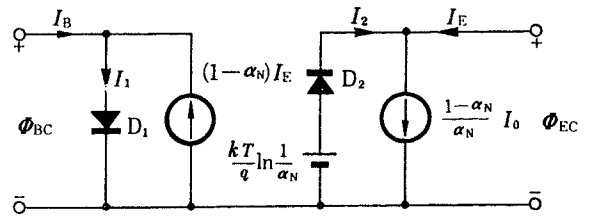
(5), (6) 式を第3図の回路について解くと,

$$I_B = I_{C0} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{BC}}{kT}\right) - 1 \right\} - (1 - \alpha_N) I_E \quad (8)$$

$$I_E = -I_0 \exp\left(\frac{q\phi_{BC}}{kT}\right)$$

$$\left[ \exp\left\{ -\frac{q}{kT} \left( \phi_{EC} + \frac{kT}{q} \ln \alpha_N \right) \right\} - 1 \right] + \left( \frac{-\alpha_N}{\alpha_N} \right) I_0 \quad (9)$$

ただし,  $I_0 = \frac{\alpha_N I_{N0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} = \frac{\alpha_I I_{C0}}{1 - \alpha_N \alpha_I}$



第4図 大信号動作におけるトランジスタの等価回路

となり, これから等価回路を求めると第4図のようになる.

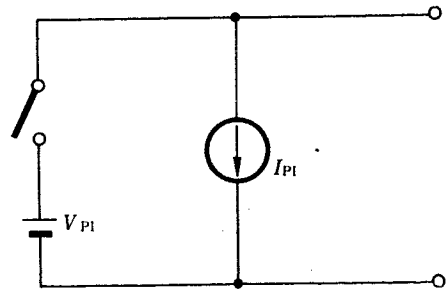
第4図で,

$$I_1 = I_{C0} \left\{ \exp\left(\frac{q\phi_{BC}}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (10)$$

$$I_2 = I_0 \exp\left(\frac{q\phi_{BC}}{kT}\right)$$

$$\left[ \exp\left\{ -\frac{q}{kT} \left( \phi_{EC} + \frac{kT}{q} \ln \alpha_N \right) \right\} - 1 \right] \quad (11)$$

(11) 式の  $I_0 \exp\left(\frac{q\phi_{BC}}{kT}\right)$  は, ベースの励振電圧による仮想ダイオード  $D_2$  のスイッチングの良さをしめす項である. 同式からベース励振を数 100 mV 以上にとれば, 一応理想的なスイッチングがおこなわれていると考えてよい. したがって, 第4図の等価回路は簡単に第5図のようにならわすことができる. 図において,



第5図 簡略化した第4図回路

$$V_{PI} = \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{\alpha_N}$$

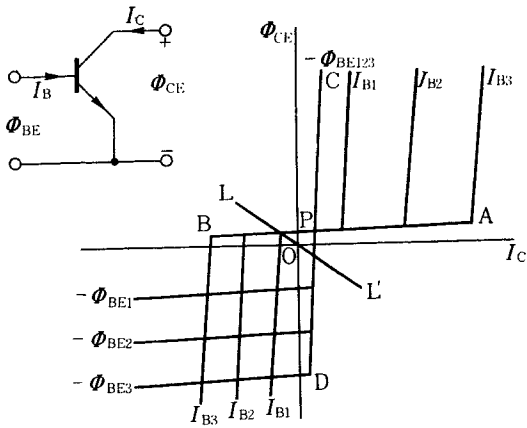
$$I_{PI} = I_0 \frac{1 - \alpha_N}{\alpha_N} \quad (12)$$

で表わされる.

第5図の  $V_{PI}$  および  $I_{PI}$  は, それぞれトランジスタをチョップとして用いた場合の電圧オフセットおよび電流オフセットの量をしめしている.

### 3.2 電圧, 電流オフセット

トランジスタのコレクタ特性は, よく知られているように, 第6図のようになっている. 図からもわかる



第 6 図 トランジスタの低レベル特性

ように、トランジスタが導通状態にあることを表わす特性曲線  $\overline{AB}$  と遮断状態を表わす特性曲線  $\overline{CD}$  の交点は原点にはない。したがって、チョッパへの入力  $\phi_{CE}$  が 0 の場合も負荷曲線  $LL'$  とこれら特性曲線の交点に相当する出力が現れることになる。 $\overline{AB}$  および  $\overline{CD}$  はそれぞれ  $I_C$  軸および  $\phi_{CE}$  軸にほぼ平行であるから、0 入力に対応するチョッパ出力は  $\overline{AB}$ ,  $\overline{CD}$  の交点 P の座標  $(I_P, V_P)$  に相当すると考えてよい。したがって、チョッパの負荷を  $R_L$  とするとベースを矩形波励振した場合、0 入力に対して  $V_P + I_P R_L (P-P)$  の矩形波出力を生ずる。 $V_P, I_P$  の値は前節でのべた BRIGHT の解析によると、normal connection に対しては、

$$\begin{aligned} V_{PN} &= \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{\alpha_1} \\ I_{PN} &= \frac{1-\alpha_1}{\alpha_1} I_0 \end{aligned} \quad (13)$$

inverted connection に対しては、

$$\begin{aligned} V_{PI} &= \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{\alpha_N} \cong \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{\beta_N} \\ I_{PI} &= \frac{1-\alpha_N}{\alpha_N} I_0 \end{aligned} \quad (14)$$

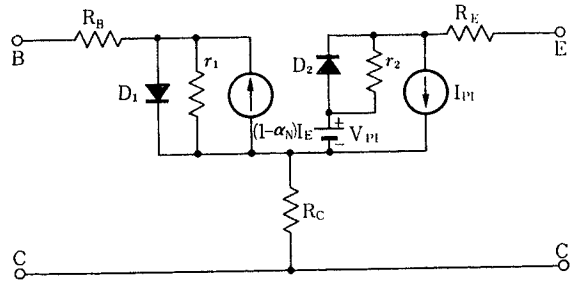
ただし  $\beta_N = \frac{\alpha_N}{1-\alpha_N}$

である。一般のトランジスタでは、 $\alpha_N = 0.9 \sim 0.99$ ,  $\alpha_1 = 0.3 \sim 0.6$  程度である。比較のため  $\alpha_N = 0.9$ ,  $\alpha_1 = 0.5$  として normal および inverted の接続の場合の電圧、電流オフセットを比較してみると、

$$V_{PN} = 0.69 \cdot \frac{kT}{q} \quad I_{PN} = 1.0 \cdot I_0 \quad (15)$$

$$V_{PI} = 0.01 \cdot \frac{kT}{q}, \quad I_{PI} = 0.01 \cdot I_0 \quad (16)$$

となり、明らかに inverted connection にしたほうが電圧、電流オフセットがともに 1 桁以上少ないこと



第 7 図 体抵抗および漏洩抵抗を考慮した等価回路

がわかる。

(13) および (14) 式でしめされるオフセットの量、あるいは第 4 図にしめた等価回路では半導体の体抵抗、接合の漏洩抵抗を無視してある。これらを考慮して第 4 図の等価回路を書き替えると、第 7 図のようになる。一方半導体の体抵抗および接合の漏洩抵抗を無視した場合の  $\phi_{EC}$  と  $I_E$  の関係を、(8), (9) 式より求めると次のようになる。

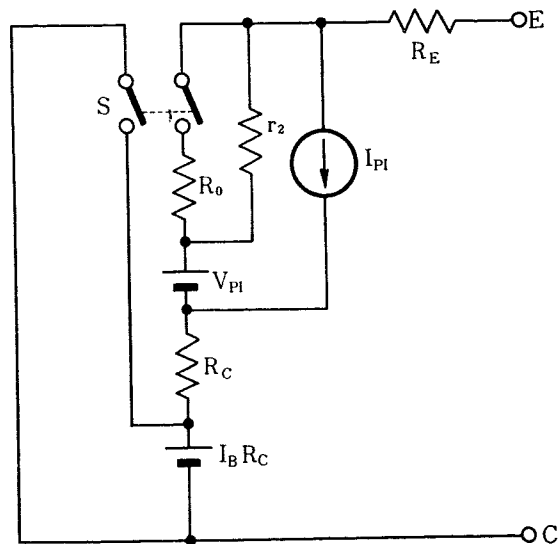
$$\phi_{EC} = V_{PI} + \frac{kT}{q} \ln \frac{1 + (1-\alpha_N) \frac{I_E - I_{PI}}{I_B + I_1}}{1 - \frac{(1-\alpha_1)}{\alpha_1} \cdot \frac{I_E - I_{PI}}{I_B + I_1}}$$

ただし、 $I_1 = I_0 \left( \frac{1-\alpha_1}{\alpha_1} + \frac{1-\alpha_N}{\alpha_N} \right)$  (17)

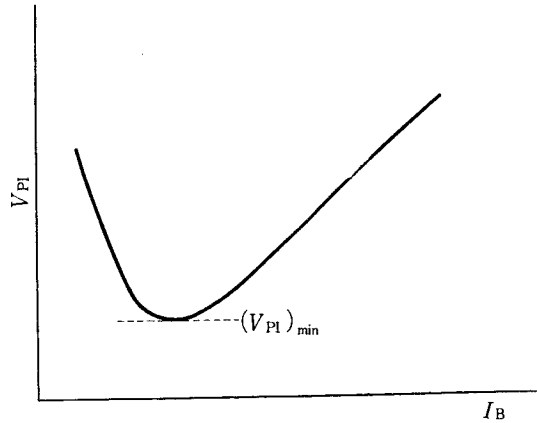
これより  $(I_{PI}, V_{PI})$  点における動作抵抗を求めると、

$$R_O = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1-\alpha_1 \cdot \alpha_N}{\alpha_1 (I_B + I_1)} \quad (18)$$

となる。



第 8 図 簡略化した等価回路



第9図 ベース電流と電圧オフセットの関係

第7図と(18)式よりトランジスタ・チョッパの等価回路を書くと第8図が得られる。この図より信号電源インピーダンスおよび負荷を接続した場合のオフセット出力を算出することができる。

第8図の等価回路から実際にEC間に現れる電圧オフセット  $V_{PI}'$  は、

$$V_{PI}' = V_{PI} + I_B R_C \tag{19}$$

となり、 $I_B$ が増加するとともに  $V_{PI}'$ は増加する。ところがGIORGISらおよび猪瀬らの測定によると<sup>6)16)</sup>第9図のように励振電流  $I_B$  に対して、 $V_{PI}'$ が最小になる値がある。これは励振電流が小さいところで  $\alpha_N$ が減少することによるものと考えられている。 $(V_{PI}')_{min}$  附近の  $I_B$  による  $V_{PI}'$  の値が比較的平坦にもなっていることから、 $V_{PI}'$  を最小にするような電流矩形波励振をおこなえば、励振電流変動によるオフセットの変動も少なくできる<sup>16)33)</sup>。

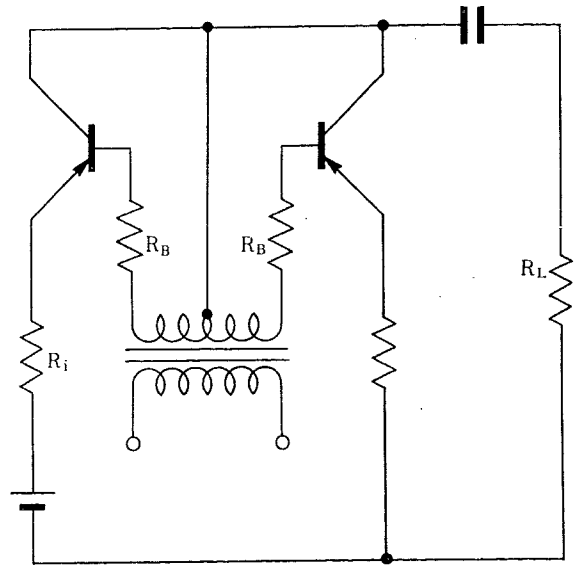
(14)および(19)式からも明らかなように  $V_{PI}'$  の値は  $R_C$  が小さいほど、また  $\alpha_N$  が大きいほど小さい。シリコントランジスタの場合は、ゲルマニウムトランジスタにくらべ一般に  $R_C$  が大で  $\alpha_N$  が小であるから  $V_{PI}'$  は大となる。一方、オフセット電流  $I_{PI}$  は(14)式を変形した。

$$I_{PI} \cong \frac{\beta_I}{\beta_N} I_{C0} \tag{20}$$

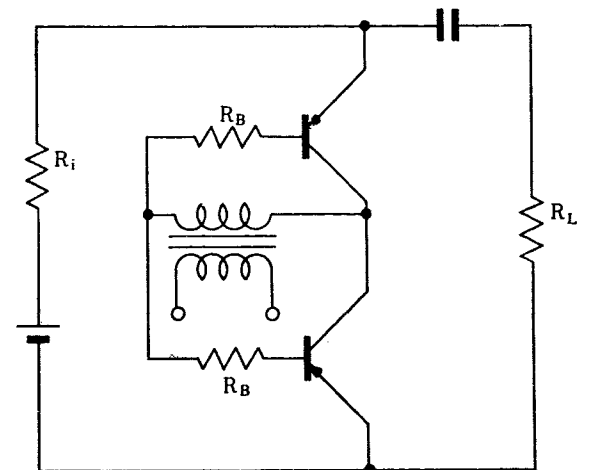
からも明らかなように  $I_{C0}$  が小であるほど小さい。したがって、 $I_{PI}$  に関する限りシリコントランジスタのほうが有利であるといえる。これらの事実からゲルマニウムトランジスタは  $I_{PI}$  の問題にならない低インピーダンス回路に、シリコントランジスタは  $I_{PI}$  の問題になる高インピーダンス回路にという使い分けができることがわかる。

たとえオフセット出力が存在してもそれが安定なものであれば、適当に bucking off することにより補

償できるが、オフセットに温度ドリフトがある場合は、同一特性を有する素子を差動的に接続してオフセットを補償することが有効になる。したがって、英国の2~3の文献を除いては差動法によるオフセットの補償をおこなっている。具体的な回路はBRIGHTによって発表された第10図の並列型および第11図の直列型があり、多くの文献が並列型を採用している。

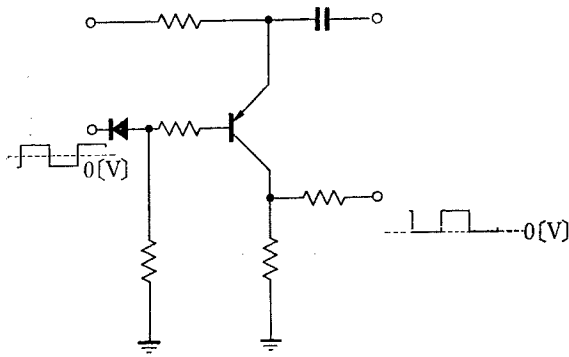


第10図 並列型チョッパ回路



第11図 直列型チョッパ回路

一方英国においては、差動法による補償はほとんど採用していないようである。たとえば、第12図に示すように励振電圧をダイオードを通して加えることによってベースに逆方向励振電圧が加わらないようにし、 $I_{PI}$  に起因するオフセットを減少せしめる。つぎに励振電圧に同期してコレクタにベースと逆相の電圧を加えることにより  $V_{PI}'$  を補償し、かつ、 $V_{PI}'$  の



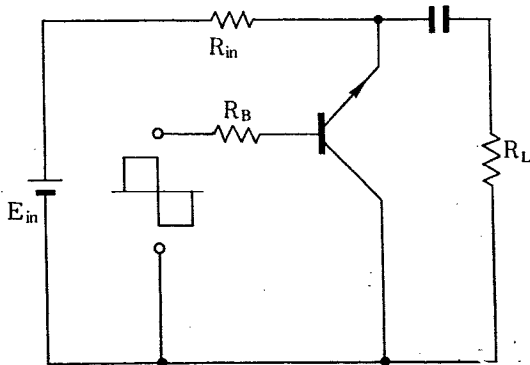
第 12 図 入力チョップ回路におけるオフセット補償法

温度によるドリフトが最小になる励振電圧を採用している<sup>12)</sup>。

3.3 過渡応答とスパイク

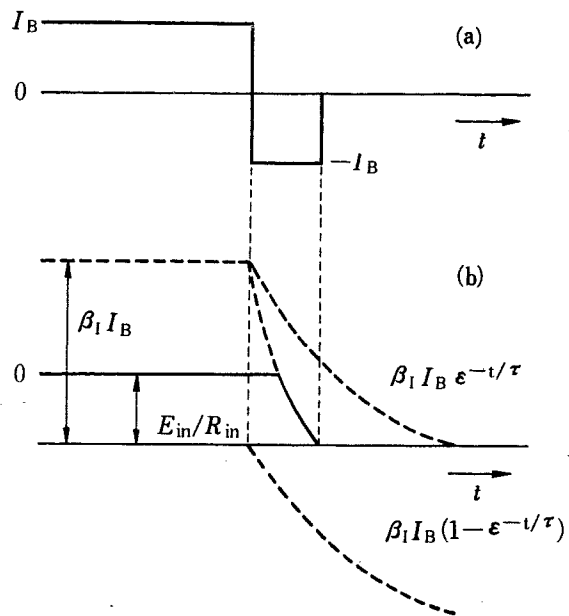
トランジスタ・チョップを高い周波数で動作させる場合には、 $V_{PI}$ 、 $I_{PI}$  によるオフセットのほかに過渡応答によるスパイクの面積によるオフセットが問題になってくる。ところが過渡応答に関しては、文献ごとに異なった考え方をしていることもあり、また測定条件から異なる結論が引き出されることもあり得るので動作理論のような統一された一般理論としてのべることは困難である。ここでは MOLL の考え方にしたがって、Carrier storage による過渡応答を説明し、スパイクに関しては、これまでに発表された文献を参考にして説明する。

第 13 図の回路で、ベースを矩形波励振する場合を考える。トランジスタが ON の状態にある場合の励振電流は考え得る最大の入力電圧に対しても飽和領域にはいるように過励振になっている。したがってこの場合、エミッタ接合は順方向にバイアスされており、エミッタからもベースに少数キャリアが注入されている。この状態ではエミッタ電流はコレクタからベ



第 13 図 チョップ基本回路

ースへ注入された少数キャリアによるエミッタ電流と、エミッタからベースへ注入された少数キャリアによるエミッタ電流との和で構成され、その結果、電源電圧と信号源インピーダンスにより決まる電流に等しくなっている。この状態でベース励振電圧が反転して負になると、エミッタ電流は有限の時定数をもって減少しはじめるが、この際、ON の状態でコレクタおよびエミッタからベースへ注入された少数キャリアがまず減少するため、エミッタ電流は、エミッタ電流がコレクタ電流からの寄与分のみになるまで、電源電圧と信号源インピーダンスによって決まる値に保たれる。



第 14 図 トランジスタ・チョップのモデル化した過渡応答 (ONからOFFになった場合)

- (a) ベース電流波形
- (b) エミッタ電流波形

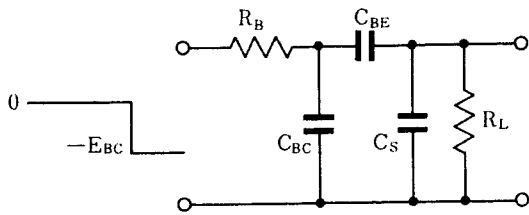
この様子モデル化して第 14 図にしめす。carrier storage によるおくれ時間は次のように表わすことができる。

$$T_{SD} \cong \frac{\beta_I}{\omega_I} \ln \frac{2\beta_I I_B}{E_{in}/R_{in} - \beta_I I_B} \quad (21)$$

ただし、 $\omega_N > \omega_I$ 、 $\alpha_N > \alpha_I$

$\omega$  は  $\alpha$  が 3db 低下する周波数

ベース励振電圧を正から負に変化して、トランジスタを OFF 状態に持込む場合、前述の Storage によるおくれ時間の間は、逆方向にベース電流が流れることによって、ベース電圧はほとんど変化しないが、蓄積された少数キャリアが消滅した瞬間から、ベース電圧



第 15 図 励振が ON から OFF になった時の等価回路

$C_{BE}$ ; エミッタ・ベース間の容量  
 $C_{BC}$ ; コレクタ・ベース間の容量  
 $C_S$ ; コレクタ・エミッタ間の浮游容量

が励振電圧にむかって変化する。このとき、エミッタ接合容量を通じて、この過渡電圧がエミッタ側に現れる。このとき以後の等価回路は第 15 図のように書くことができる。これによって生ずるスパイクの面積は長谷川などによると、

$$S_A = C_{BE} \cdot R_L \cdot E_{BC} \quad (22)$$

となり、 $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $E_{BC} = 7 \text{ Volt}$  で  $S_A \approx 0.1 \times 10^{-6} \text{ Volt}\cdot\text{sec}$  程度になる<sup>15)</sup>。つぎに、ベース励振電圧を負から正に変えてトランジスタを OFF から ON にする場合、ベース電圧が負の間はベース電流が流れないから、第 15 図に正の  $2E_{BC}$  の電圧を加えた場合の応答がエミッタ側に現れベース電圧が正になった瞬間にベース電流が流れることによりエミッタ電流が流れはじめ、急速に過渡応答は消滅する。このときのスパイクの面積は前記長谷川などによると、

$$S_B = K \cdot R_L \cdot E_{BC} \quad (23)$$

ただし、 $K$  は  $\omega_b$ ,  $C_{BE}$ ,  $C_{BC}$  などで決まる定数で表わされ、前記回路条件で  $10^{-11} \text{ Volt}\cdot\text{sec}$  程度になる。

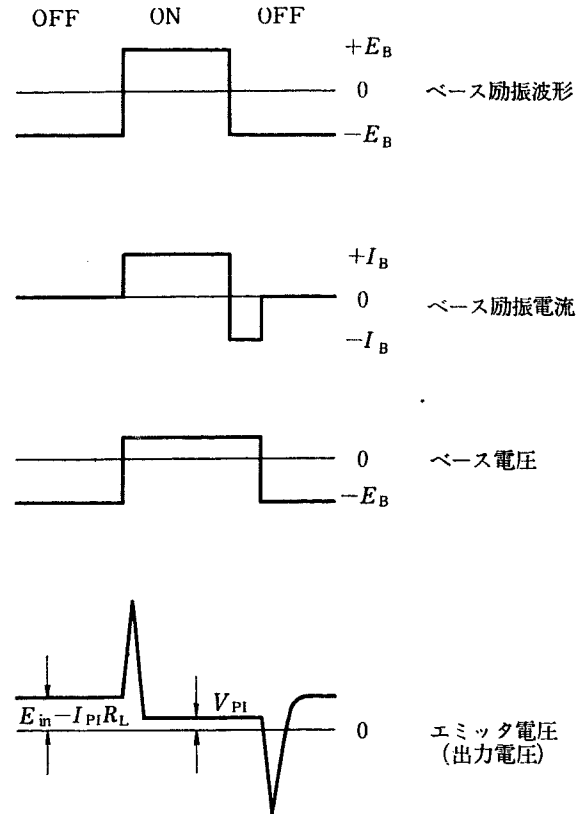
以上のべた過渡応答のモデルを図でしめすと第 16 図のようになる。

スパイクの面積は励振周波数の上限をきめる主要因であり、また温度ドリフトの原因ともなるから、できるだけ小さくする必要がある。また、そのために二重差動法は有効な手段であるが<sup>13)</sup>、さらに励振波形にくふうして、その面積を小さくしているものもある。

なお、上記以外に有限の立上り時間を有する励振波形を用いた場合、第 9 図でしめされる  $I_B$  の小なる位置、すなわち  $V_{PI}'$  が大なるところを通過することに起因するスパイクも考えられる<sup>16)</sup>。

### 3.4 ドリフトについて

トランジスタの諸特性には温度に依存するものが多いので、トランジスタ・チョップを低レベルで用いる



第 16 図 シングルトランジスタ・チョップのモデル化した各部波形 (入力が存在する時)

場合、温度ドリフトの大きさが問題になる。これまで発表された文献のほとんどが温度ドリフトとその対策にかなりの力をそそいでいる。

(文献に現れた具体的なドリフトの値については、7 の表を参照して頂きたい。)

温度ドリフトの原因のうち、主なものは次の三つである。

- (a)  $V_{PI}'$ ,  $I_{PI}$  の温度依存性
- (b) スパイクの面積の温度依存性
- (c)  $E_{BC} \sim I_B$  特性の温度依存性

以下これらについて簡単に説明する。

(a)  $V_{PI}'$ ,  $I_{PI}$  の温度依存性  $V_{PI}'$ ,  $I_{PI}$  は前述の BRIGHT の理論により次のように表わすことができる。

$$V_{PI}' = \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{\alpha_N} + I_B R_C$$

$$\approx \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{\beta_N} + I_B \cdot R_C \quad (24)$$

$$I_{PI} = \frac{1 - \alpha_I}{\alpha_I} \cdot I_0 \approx \frac{\beta_I}{\beta_N} \cdot I_{C0} \quad (25)$$

(24) 式からも明らかのように、 $V_{PI}'$  の第一項は温度の関数になっている。室温では  $T$  による第一項の

変化率は約 0.3%/deg である。このほか  $\beta_N$ ,  $R_C$  ともに温度特性があり、実測によるとこれらの変化率はそれぞれ 1%/deg, 0.2%/deg である<sup>16)</sup>。差動法によりオフセットを補償する場合、二つの素子のオフセットの温度変化率が同一であれば、かなり効果的にドリフトを減少させることができる。

$I_{PI}$  に関しては、まず、 $I_{PI}$  の絶対値を小にするためには、(25) 式がしめすように、 $\beta_I/\beta_N$  および  $I_{C0}$  の小さなトランジスタを撰択する必要がある。  $V_{PI}' \gg I_{PI} \cdot R_L$  であるような回路条件では  $I_{PI}$  のドリフトはそれほど問題ではない。しかし回路インピーダンスがある程度以上になると、 $I_{PI}$  によるオフセットが問題になる。 $I_{PI}$  は  $I_{C0}$  に比例しているが、 $I_{C0}$  の温度特性は温度が 10°C 上昇するごとに値がほぼ 2 倍になる。この場合も、差動法によるオフセットの補償がドリフト軽減にかなりの効果がある。

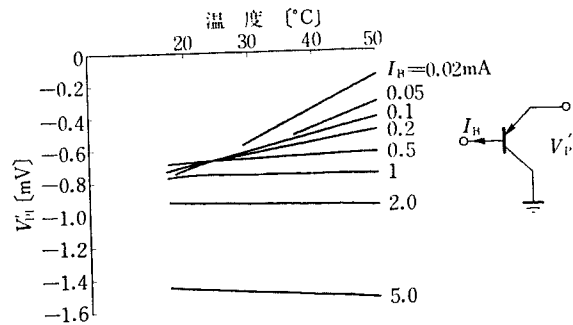
#### (b) スパイクの面積の温度依存性

前述のように励振周波数が高くなってくると、オフセットに寄与するスパイクの割合が大きくなっていく。過渡応答に関しては文献によって取扱い方が異なり、また、これの温度ドリフトの値の詳細も明らかにされていないが、長谷川などの実測によると、その面積が約 1%/deg の割合でドリフトする。スパイクによるオフセットは二重差動法によりある程度補償することができるので、温度ドリフトを軽減し得るが、 $V_{PI}'$ ,  $I_{PI}$  と異なって、スパイクの面積は交流増幅器の伝送特性に依存することを考慮しなければならない。

またスパイクそのものを小さくするため、励振波形に適当な整形をほどこす提案や、チョッパ部分と同期整流部分の励振に時間差を与えて、Carrier storage によるおくれ、交流増幅器によるおくれおよびスパイクなどの影響をなくすような提案もある<sup>10) 11) 12)</sup>。

(c)  $E_{BC} \sim I_B$  特性の温度依存性 コレクタ・ベース間の電圧とベース電流の関係はかなりの温度特性を有しているため、電圧励振を採用した場合は励動電流が温度によって大幅に変ることが考えられる。したがって、励振は高インピーダンス電流源よりおこなうことが望ましい。

第 17 図 にしめされるように、 $V_{PI}'$  の温度による変化を最小にする励振電流の値が存在することが理論的に明らかであり<sup>11)</sup>、これは実測によっても確かめられている<sup>10) 14)</sup>。一方、 $V_{PI}'$  が最小となるように励振電流を小さく撰んで(第 9 図)、オフセットそのものを小さくしようとする考え方がある<sup>16) 32)</sup>。後者の場合、単



第 17 図 ベース電流をパラメータとした場合の電圧オフセットと温度との関係

に差動法のみ頼るのではなく、twin 化によって 2 箇のチョッパの熱慣性および温度を等しくしようとする方法を採用していることを考慮すれば、これら二つの考え方はいずれも正しいものと思われる。

### 3.5 ドリフト対策

前述のように温度ドリフトはトランジスタ・チョッパの本質的な属性であり、これまでの文献においてもその対策に主力がそそがれていた。先にふれた差動法も一つの解決法であるが、さらに素子間の測度差を極力少なくするような努力もあるし、逆に差動法を用いるかわりに恒温槽によりチョッパ部分の温度を一定に保とうとする方法もある。

#### 3.5.1 twin 化によるドリフトの軽減<sup>16)</sup>

BRIGHT らによって提案された差動法で、ドリフトの大きさは  $-50 \sim 90^\circ\text{C}$  の温度範囲で  $100 \mu\text{V}$  程度になることが報告されている<sup>4)</sup>。 $V_{PI}'$  の温度による変化率の素子間の差はそれほどないことを考えると、理論的にはこの値をさらに小さくできるはずである。猪瀬などは二つの素子間の熱的結合を大にして、二つの素子の温度差を急激な温度変化に対しても小にする twin 化という方法を報告している。二つのトランジスタを熱的に密に結合するにはいろいろな方法があるが、素子撰択などの理由から、既製のトランジスタを熱伝導度のよい物質で熱結合させる方法を採用している。こうすることにより、急激な温度変化に対しても温度差を充分小さくできるとともに、熱貫性が大きくなるため、外部からの熱擾乱を受けにくくなる。

この場合は、リード線を通じての熱擾乱による温度差が問題になるが、熱等化器を通してリード線間も熱的に結合している。

このような twin 化により、急激な温度変化の場合を除いて、温度ドリフトは  $0^\circ \sim 60^\circ\text{C}$  で  $\pm 5 \mu\text{V}$  に減少している。なお長時間ドリフトについては、

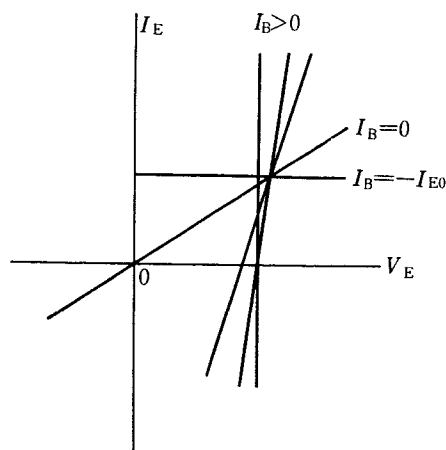
$\pm 2 \mu\text{V/day}$ ,  $\pm 3 \mu\text{V}/5 \text{ day}$ ,  $\pm 5 \mu\text{V}/6000 \text{ hr}$  の値が得られている, これらの値は一箇のトランジスタによる場合の 1/100 程度の値である,

3.5.2 励振電流の撰択による電圧ドリフトの軽減<sup>10) 11) 14)</sup>

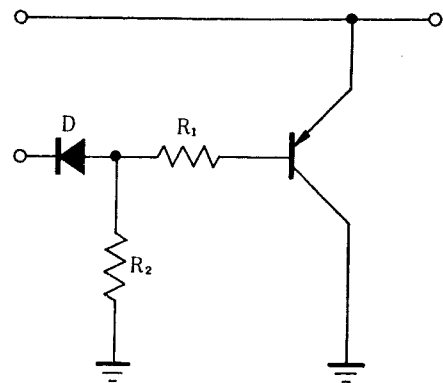
前にもふれたが,  $V_{PI}'$  の温度特性が励振電流にかなり強く依存することが知られている. CHAPLIN が OC-71 について測定した結果によれば, 最適の励振電流に対して  $V_{PI}'$  の温度ドリフトは数  $\mu\text{V}$  以内におさまっている. 同一種トランジスタから無作意に選んだシングルトランジスタ・チョッパの温度ドリフトは, 個々の素子ごとに励振電流を調整しなくとも  $100 \mu\text{V}$  以内にはいり, この値は単純な差動法によって得られる値と同程度である. さらに, 差動法を用いれば  $15^\circ \sim 50^\circ\text{C}$  の範囲で  $\pm 20 \mu\text{V}$  以下のドリフトになる.

3.5.3 励振方法による電流ドリフトの軽減とシリコントランジスタの使用<sup>10) 11) 12)</sup>

電流源からの微小電流を増幅する場合は, 電圧ドリフトよりも電流ドリフトを問題にしなければならない. たとえば, OFF 時のトランジスタ・チョッパの動作抵抗を  $1 \text{ k}\Omega$  とすると,  $100 \mu\text{V}$  の電圧ドリフトは  $10^{-7} \text{ amp}$  の電流ドリフトに相当する. ところが, ゲルマニウムトランジスタを用いた場合,  $I_{PI}$  による電流ドリフトは数  $\mu\text{A}$  になる. したがって, 電流増幅の



第 18 図 原点近くにおけるトランジスタの特性



第 19 図  $I_{PI}$  による影響を除くための励振方法の一例

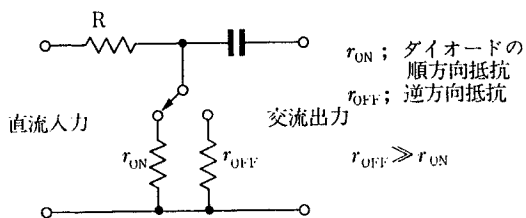
場合は  $I_{PI}$  による電流ドリフトを少なくする努力が必要になる. CHAPLIN は第 18 図にしめしたトランジスタの特性で,  $I_B=0$  に相当する  $V_{EC}-I_E$  特性は原点を通ることに着目して, 第 19 図にしめすような励振方法を採用した. 第 19 図において D はシリコンダイオードである. コレクタ・ベースが逆バイアスされてトランジスタが OFF 状態になるような励振電圧が加ったとき, ベースに流れ込む電流はシリコン・ダイオードの逆方向電流の  $R_2/(R_1+R_2)$  倍になる. したがって, OFF 状態のベース電流を 0 にすることができ,  $R_1=10 R_2$  とした場合,  $10^{-9} \text{ A}$  程度のドリフトになる. さらに,  $I_{PI}$  の小さいシリコントランジスタを用いれば,  $10^{-11} \text{ A}$  程度の電流増幅も可能であろうことを指適している.

3.5.4 恒温槽の使用によるドリフトの軽減<sup>12)</sup>

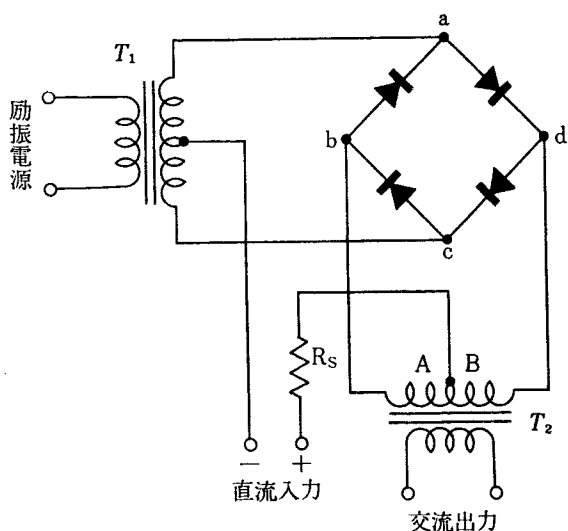
HUTCHEON らはゲルマニウムトランジスタを用い, かつ, CHAPLIN によって提案された励振方法を採用して, さらにチョッパ部分を  $50^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$  の恒温槽中に入れることにより, 電流ドリフトを軽減することを試みた. 恒温槽に入れることによりシングルトランジスタ・チョッパで  $V_{PI}'$  のドリフトは  $\pm 8 \mu\text{V}$  になりしたがって, 電流ドリフトは  $\pm 2 \times 10^{-9} \text{ amp}$ . 程度になると報告している.

### 4. ダイオード・チョッパ

ダイオード・チョッパの動作は、2の半導体チョッパの発達経過のところでも簡単に触れたように、いくつかの考え方がある。すなわち、ダイオードの順方向抵抗と逆方向抵抗とを交互に切換え直流信号を交流に変換するチョッパ的な考え方で、第20図にはその等価回路がしめされている。また、リング変調器による回路もあり、第21図にその基本回路をしめす。第22図は最近多くとりあげられている可変容量ダイオードの一例で、励振電源によって平衡状態にあるブリッジ回路のダイオードの接合部の容量を直流信号によって変化させて、交流出力を得るという変調器的な考え方である。そのほか、ダイオード1箇を用いたチョ

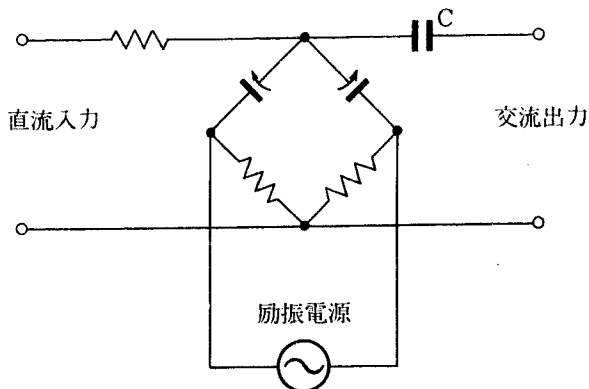


第20図 ON-OFF型ダイオード・チョッパの等価回路



第21図 リング変調器回路

ッパ回路もある。ダイオードは順逆の抵抗比や容量変化特性などから考えて現在ほとんどシリコンダイオードのみが用いられている。



第22図 可変容量ダイオード・チョッパの等価回路

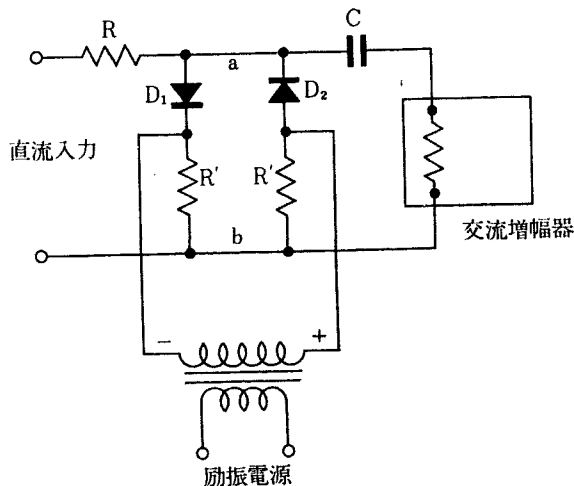
#### 4.1 ダイオード・チョッパの動作

##### 4.1.1 ON-OFF型ダイオード・チョッパ

第23図にもとづいて説明する。Rはダイオードの順方向抵抗より大きく逆方向抵抗よりは小さいものを用いる。このときチョッパの入力インピーダンスはだいたい、

$$R_{in} = 2R \tag{26}$$

となる。Rは変換能率にはほとんど影響を与えない。



第23図 ON-OFF型ダイオード・チョッパ回路

いま図のような励振電源の極性のときは、D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>はともにON状態であり、ab間の抵抗は、

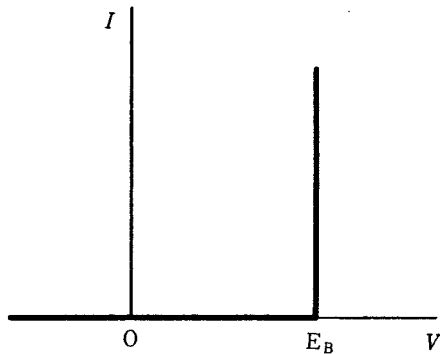
$$r_{ON} \doteq \frac{R_1 + R_2}{2} \doteq \frac{R'}{2} \tag{27}$$

となる。したがって、Cは放電期間にはいる。次のサイクルにおいて、励振の極性が変わると、D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>はOFF状態になり、ab間のインピーダンスはr<sub>OFF</sub>非常に大きくなり、Cは充電期間にはいる。したがって、交流出力が得られるわけである。

4.1.2 リング変調器<sup>20)</sup>

第21図の基本回路において、T<sub>1</sub>が励振用変成器で直流入力がないとき、リング状に接続されたダイオードD<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>はよく平衡しているとする。このとき出力変成器T<sub>2</sub>には出力は存在しない。T<sub>2</sub>は変調器と交流増幅器との整合の役目をする。4箇のダイオードが同一の特性を有するときは、オフセット出力は0である。シリコンダイオードの特性を第24図のようにモデル化し、その立上りの電圧をE<sub>B</sub>とすれば、E<sub>B</sub>以上の電圧ではダイオードのインピーダンスが0、E<sub>B</sub>以下の電圧では完全にOFFである。

第21図において、励振電圧を2E<sub>B</sub>の大きさの短形波とすると、半サイクルごとにabcまたはabcのどちらかが交互にONになる。第21図の極性の直流信号



第24図 シリコンダイオードのモデル化した電圧電流特性

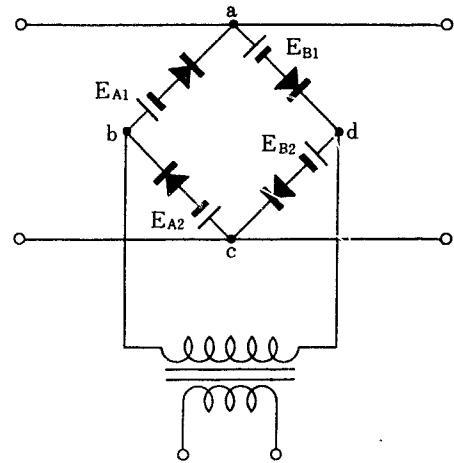
が加わると、変成器T<sub>2</sub>の一次側の巻線A, Bのどちらかを半サイクルごとに交互にとおる。どちらをとおるかは、励振電源の極性によってきまる。したがってT<sub>2</sub>の2次側には直流入力の極性によってきまる位相の交流電圧が誘起される。

オフセットは4箇のダイオードの特性の不均一によって現れる。不均一を与えるパラメータとしては、

- (a) ダイオードの順方向抵抗
- (b) ダイオードの逆方向抵抗
- (c) 立上り電圧 E<sub>B</sub>
- (d) 逆方向飽和電流

がある。

第25図の等価回路のように、ダイオードの特性を理想的なものとし、立上り電圧をE<sub>A1</sub>, E<sub>A2</sub>, E<sub>B1</sub>, E<sub>B2</sub>と



第25図 第21図のリング変調器の等価回路 (ダイオードは理想特性と仮定する)

すると出力変成器T<sub>2</sub>の一次側、すなわちbd間に現れるオフセット電圧の振幅は、

$$E_E = 0.25 \{ |E_{A1} - E_{A2}| \pm |E_{B1} - E_{B2}| \} \quad (28)$$

で表わすことができる。ダイオードの逆電流のばらつきは電流オフセットの原因となり、その値をそれぞれI<sub>A1</sub>, I<sub>A2</sub>, I<sub>B1</sub>, I<sub>B2</sub>とすれば、オフセット電流振幅は、

$$I_E = 0.5 \{ |I_{A1} - I_{A2}| \pm |I_{B1} - I_{B2}| \} \quad (29)$$

となる。

電圧励振の場合は電圧のわずかな変化に対して電流変化は大きくなり、また温度の影響を受けやすいので高インピーダンス電源による電流励振が望ましい。

励振電流があまり大きくなると半導体の体抵抗のばらつきにより変調器の平衡がとりにくくなる。

4.1.3 可変容量型ダイオード・チョッパ<sup>22)</sup>

半導体のPN接合の突乏層の容量は、印加された逆電圧の関数である。電圧が増すと、キャリア密度の0となる部分が増加し、空乏層がひろがり容量は減少する。容量の大きさは近似的に次式で表わされる。

$$C = KA \sqrt{\frac{\epsilon}{\rho}} \left[ \frac{1}{\sqrt{V + V_0}} \right] \quad (30)$$

ただし、K; 定数

m; 定数、大体1/2位の値

A; 接合部分の面積

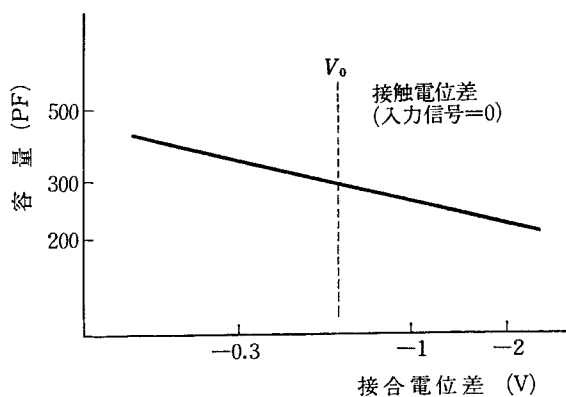
ε; 誘電率

ρ; N領域の固有抵抗

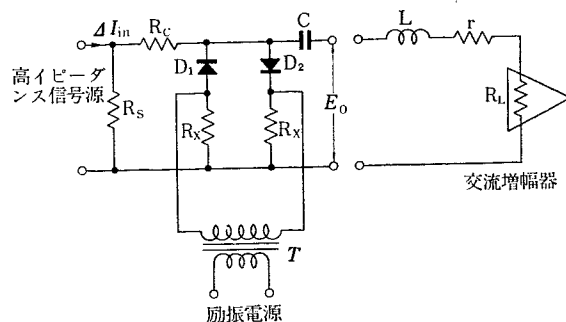
V<sub>0</sub>; 接触電位差

V; 印加された直流信号電圧 (逆方向)

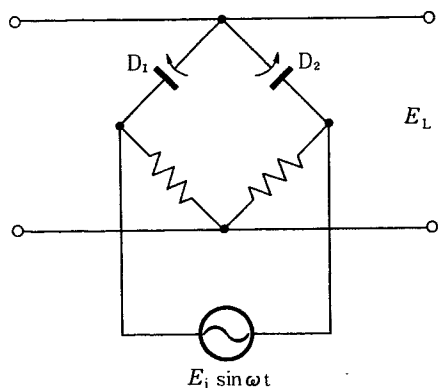
特性の一例を第26図にしめす。また第27図には可変容量型ダイオード・チョッパ回路の一例をしめす。チョッパ部分は、第23図とまったく同じ接続で



第 26 図 シリコンダイオードの容量特性の一例



第 27 図 可変容量型ダイオード・チョッパ回路



第 28 図 第27図のチョッパ部分の等価回路

あるが、第 27 図の場合は励振の大きさを第 24 図の  $E_B$  以下になるように選んでいる。

したがって、チョッパ部分の等価回路は第 28 図のようなブリッジ回路と考えられる。

はじめ入力が存在しない時はブリッジは平衡しており出力は現れないが、第 27 図において電流信号源からの信号  $\Delta I_{in}$  が入力抵抗  $R_S$  に印加されると、

$$\Delta V_{in} = \Delta I_{in} R_S \quad \text{ただし、} R_S \gg R_C \quad (31)$$

となり、これによって  $C_1$  は減少し  $C_2$  は増加する。

したがって、ブリッジの平衡はくずれ、交流出力が現れる。なお、 $C_1$ 、 $C_2$  はそれぞれダイオード  $D_1$ 、 $D_2$  の容量である。容量の変化の割合は (30) 式から、

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\Delta V}{m} \cdot \frac{1}{V + V_0} \quad (33)$$

入力信号の小さいところでは

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{1}{m} \cdot \frac{\Delta V}{V_0} \quad (33)$$

いま、入力ない時のダイオードの容量を  $C_0$  とし、第 28 図において (31) 式の入力により  $D_1$ 、 $D_2$  の容量がそれぞれ  $C_0 - \Delta C$ 、 $C_0 + \Delta C$  のように変化したとすると

$$E_0 = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C_0} E_i \sin \omega_0 t \quad (34)$$

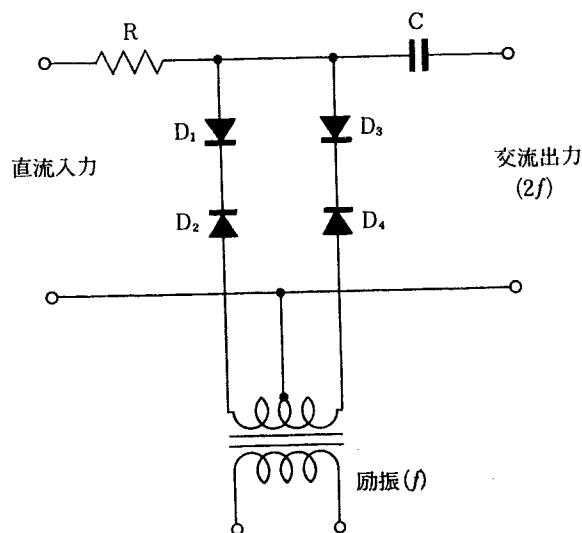
$m=1/2$  と仮定し、(31)、(33) 式を代入すれば、

$$E_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta I_{in} R_S}{V_0} E_i \sin \omega_0 t \quad (35)$$

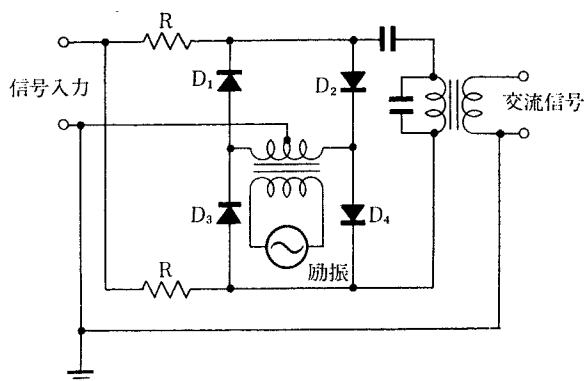
さて、このチョッパの出力インピーダンスは容量性であるから、最大電力を伝送するために、第 27 図にしめすように  $L$  を用いて整合をとる必要がある。この場合  $\omega_0$  において共振をしておき可変容量ダイオードの非直線部分で発生する励振周波数の高調波は大部分除かれる。

4 箇のダイオードを用いた可変容量型ダイオード・チョッパも最近開発されており、第 29 図および第 30 図にしめされている<sup>23) 24) 27)</sup>。

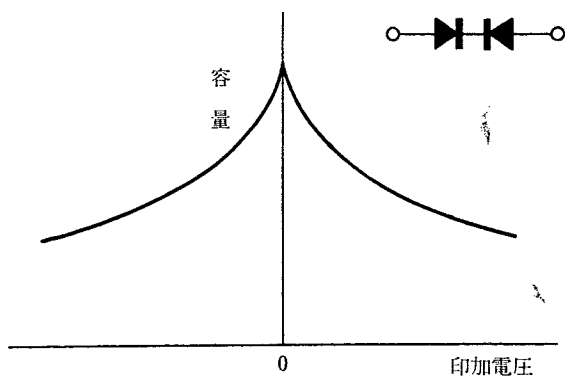
第 29 図において、直流入力信号が存在するとき、出力電圧はこれに比例した  $2f$  交流電圧となり、その極性に対応する。第 31 図にしめすように 2 箇のシリコンダイオードを逆直列に接続した場合は、容量が、



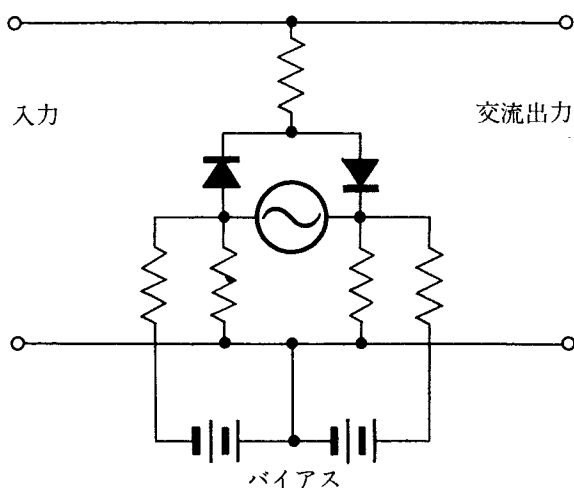
第 29 図 4 箇のダイオードを用いた逆直列型ダイオード・チョッパ回路



第 30 図 4 箇のダイオードを用いた倍圧型ダイオード・チョッパ回路



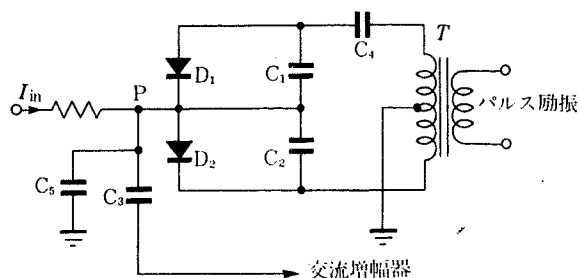
第 31 図 逆直列型ダイオード・チョッパの容量特性



第 32 図 バイアスをかけた可変容量型ダイオード・チョッパ回路

印加した電圧が0時を中心にして対称特性をもつからである。

第 30 図の場合は入力インピーダンスは下がるが、第 27 図の場合の約 2 倍の変換効率を得られるという利点がある。なお、第 32 図にしめすようにダイオードに

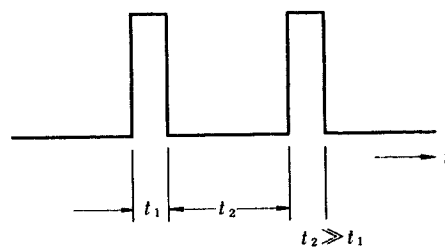


第 33 図 ダイオード 1 箇を用いたダイオード・チョッパ回路 ( $D_1$  は補助ダイオードなくとも良い)

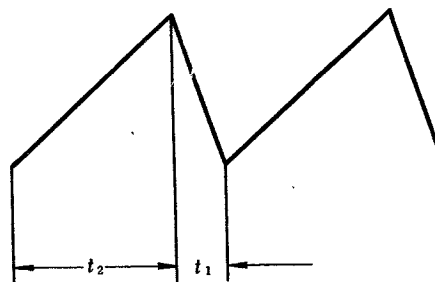
直流バイアスをかけ、変換効率および入力インピーダンスの増大をはかる方法も最近報告されている<sup>25)26)</sup>。

4.1.4 ダイオード 1 箇を用いるチョッパ<sup>28)</sup>

ダイオードを 1 箇だけ用いるチョッパも報告されている。第 33 図にその接続をしめす。ここでは  $D_1, D_2$  なる 2 箇のダイオードをしめしてあるが、チョッパとして動作するのは  $D_2$  のほうだけで、 $D_1$  はなくてもさしかえない。しかし直流入力のない時の出力を最小ならしめるため、 $D_2$  のもつ非直線容量の平衡をとるのに役立つ。 $T$  は励振のための変成器で、第 34 図のような矩形波励振をおこなう。 $C_1, C_2$  を調節して、信号入力のないときブリッジ回路が平衡するようにしておく。入力電流  $I_{in}$  が図のような方向に流れこむ場合には、 $t_2$  の間は励振のため  $D_2$  は逆バイアスされ、P 点の電位は上昇を続け、 $t_1$  の間は  $D_2$  が順方向バイアスされ初期値まで戻る。したがって、P 点の電位は第 35 図のように変化し、その傾斜は直流入力に比例す



第 34 図 矩形波励振波形



第 35 図 P 点における波形

る。出力電圧の振幅は、

$$e_0 = \frac{I_{in} \cdot t_2}{C_1 + C_2 + C_3} \quad (36)$$

で与えられ、 $C_3$  から交流増幅器に導かれる。

#### 4.2 ダイオード・チョッパの特性

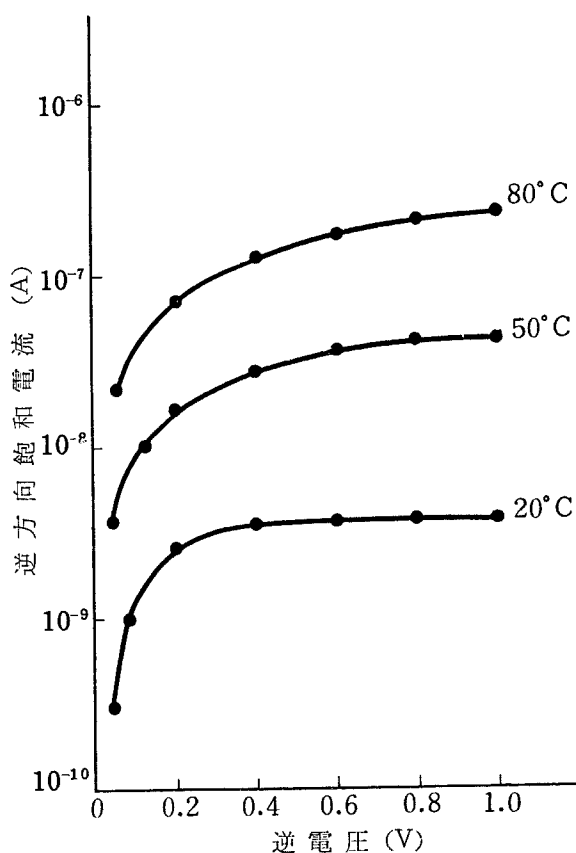
ダイオード・チョッパは入力インピーダンスがきわめて高く、報告された文献によってその値は一定ではないが、数百  $k\Omega$  から  $1M\Omega$  くらいは得られている。中には、たとえば第 33 図の回路のように微小信号の領域で  $10^{11}\Omega$  ( $65^\circ\text{C}$  において) 以上を得ているものもある。オフセット電圧はトランジスタ・チョッパに比してやや大きい、補償電圧によってかなり軽減できるので、問題はむしろ温度そのほかによるドリフトである。シリコンはかなり高温まで使用できるが、ダイオードの逆方向飽和電流、接合電圧およびダイオードの容量はいずれも温度によって変化し、ドリフトの原因となる。しかし第 27 図のような接続ではダイオードの容量変化は出力には打消されて現れない。

逆方向飽和電流  $I_s$  は、

$$I_s = I_0 \cdot \epsilon^{-\frac{B}{T}} \quad (37)$$

ただし、 $B$  は定数でシリコンの場合約 13,000 によって与えられ温度の関数となる。第 36 図は  $I_s$  の温度変化による逆方向特性の一例をしめたものである。また、接合の電圧は  $1^\circ\text{C}$  あたりほぼ  $2\sim 2.4\text{ mV}$  変化する。これらを考慮に入れて、ダイオード・チョッパの実用的な検出感度は報告された文献によれば、 $10^{-11}\text{ A}$  から  $10^{-8}\text{ A}$  程度となっている。

各文献による感度ドリフト、そのほかの特性は、7



第 36 図 シリコンダイオードの逆方向特性の温度依存性

の表にしめされている。

ダイオード・チョッパは高インピーダンスの直流増幅器として微小電流の検出、直結型増幅器と組合せてドリフト補償型直流増幅器として演算増幅器や原子炉計装などに応用される。

## 5. 増 幅 器

### 5.1 交流増幅器

入力チョッパに続く交流増幅器には普通 C-R 結合の増幅器が用いられる。

この増幅器に要求される特性は、外部温度の変化および長時間使用などに対して、利得が安定であること、つねに直線性が良いこと、雑音が少ないこと、入力チョッパの出力波形が矩形波である場合は（故意に整形しようとする場合を除いて）、励振周波数の数十分の一から数十倍の周波帯域をもつことなどが必要である。さらに、入力チョッパを最も有効に動作させるために最適な入力インピーダンスをもつことが必要であり、一方、出力インピーダンスは一般に低い方が望しい。

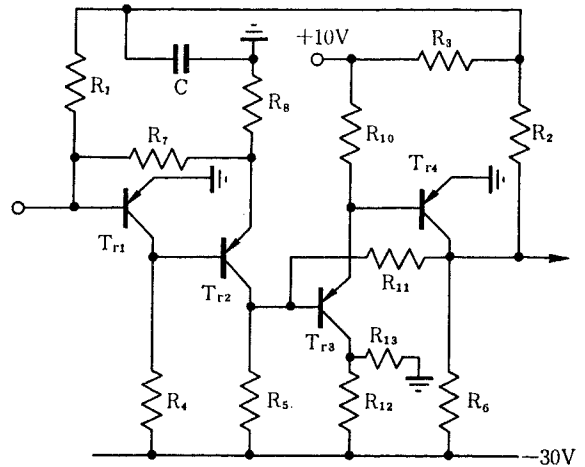
一般に使用される増幅用の素子としては真空管とトランジスタがある。前者は高入力インピーダンスで原理的に電圧増幅型であり、可変容量型のチョッパに続く増幅器の入力回路に適しているのに対し、後者は低入力インピーダンスで原理的には電流増幅型で励振の duty を小さくした ON-OFF 型のトランジスタ・チョッパに続く増幅器入力回路に適している。しかしながら、チョッパの長寿命化耐振化という点から、半導体チョッパが種々の問題点があるにもかかわらず取上げられた以上、交流増幅器として半導体化された増幅器が使用されるのは当然のなりゆきといえることができるであろう。

初期の半導体化チョッパの実験についての文献には、利得の安定化も特別に考慮されていない真空管増幅器が使用された例が散見できるが、最近の文献では、全半導体化された直交変換型直流増幅器の実用化を目的としたものが多い。したがって、以下にはトランジスタを増幅素子として用いた交流増幅器について述べる。

#### 5.1.1 交流増幅器の利得の安定化と直線性の改善

交流増幅器の利得は直流増幅器として要求される利得から入力チョッパの利得および出力チョッパ、積分器の損失を考慮して決定される。利得を安定化し、直線性を良好にするには負帰還が使用されるが、いくつかの文献にはより有効に素直な負帰還をかけるための努力がうかがわれる。

ここに交流増幅器の代表的な例として、CHAPLIN ら



第 37 図 CHAPLIN の設計による  
トランジスタ化交流増幅器

が設計したものについて記す<sup>10)11)</sup>。第 37 図はその回路図である。

負帰還をかけるとき、その閉ループの中に高域および低域それぞれについて、おのおの 3 つ以上の移相回路を含んでいると、素直な負帰還がかけにくくなる。CHAPLIN らはすべてのトランジスタ増幅段を直接結合にすることによって低域の移相問題をなくし、高域で安定に負帰還がかかるように  $T_{r1}$ ,  $T_{r2}$  および  $T_{r3}$ ,  $T_{r4}$  と 2 グループに分け、それぞれ  $R_7$ ,  $R_8$  および  $R_{11}$  によって負帰還をかけ、利得の安定化および直線性の向上をはかっている。

この場合の交流増幅器の利得、すなわち伝達インピーダンスは近似的に  $R_7/R_8 \times R_{11}$  で与えられる。さらに、直接結合回路の利点、すなわち低域での移相回路がないことを利用し、出力側から入力側に  $R_1$ ,  $R_2$  および  $C_1$  によって低域において大量の負帰還を安定にかけて、各トランジスタの動作点の安定化をはかり利得安定化の一助としている。

また個々の増幅用トランジスタについては CHAPLIN らはベース・コレクタ電圧を 100 mV 程度に低く選ぶのがよいと述べている<sup>10)</sup>。その理由として、ベース・コレクタ電圧が低いほど周囲温度の変化に対しコレクタ電流の変化は少ないが、一方、ベース・コレクタ電圧があまり低いとコレクタ抵抗が小さくなり、かつ、周囲温度変化によるコレクタ抵抗の変動が大きいとい

うことをあげている。

5.1.2 交流増幅器の入力抵抗

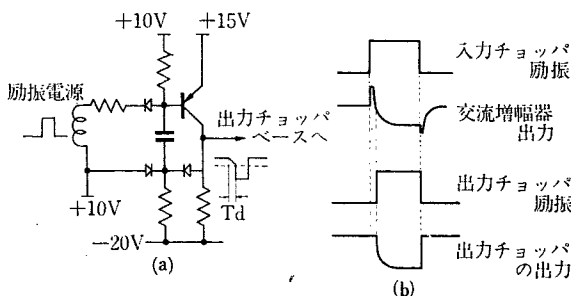
交流増幅器の入力抵抗  $R_{in}$  については、入力チョッパの型式および動作状態により最適値が定められる。一般的にいて、ON-OFF 型のトランジスタ・チョッパについては入力チョッパの使用温度範囲における OFF 時の漏洩抵抗の最小値,  $r_{o\ min}$  および ON 時の飽和抵抗の最大値,  $r_{o\ max}$  に対して  $r_{o\ min} \gg R_{in} \gg r_{o\ max}$  となるように  $R_{in}$  を選ばねばならない。また可変容量型のチョッパの場合には、入力インピーダンスが低いトランジスタ増幅器を直接接続しただけでは変換率が低下するので、インダクタンスを直列に入れ整合をとる必要がある<sup>22)</sup>。

5.2 復調器

交流増幅器に続く復調器としては、入力チョッパと同様、トランジスタ・チョッパ<sup>7) 10) 11) 12) 14)</sup>、ダイオード ON-OFF 型チョッパ<sup>22)</sup>、リング復調器<sup>22)</sup>などが用いられ、また、入力直流信号の極性が一定の場合にはポンプ回路<sup>26)</sup>などの整流回路が用いられることもある。

出力チョッパは信号レベルの高いところで使用されることが多いから、一般にオフセットおよびその温度による変化については入力側に換算すれば入力チョッパ程は問題とならない。したがって、シングルトランジスタ・チョッパを用いる場合でも温度対策およびオフセット補償などをしないで使われることが多い。しかるに、多くの場合信号レベルが高いから、復調用素子は使用最大電圧が充分大きいものを選び、大きな励振を加えなければならない。この点からトランジスタを用いる場合は normal connection で用いられる例が多い。

入力チョッパで生じた過渡応答による見掛け上の信号の遅れに対して、第 38 図にしめすように、出力



第 38 図 過渡応答対策の一例

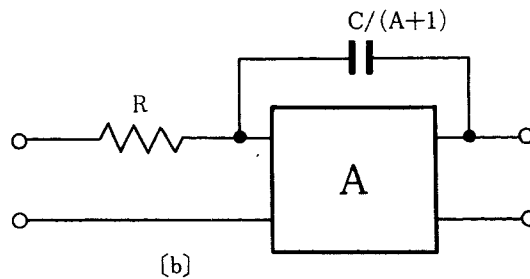
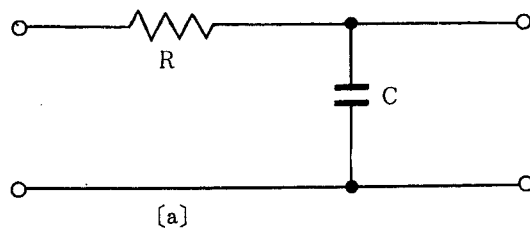
- (a) 出力チョッパ励振回路
- (b) 直流増幅器としての各部波形

チョッパの立上りをある時間だけ遅らせて復調をおこなうことがある<sup>12)</sup>。この方法はスパイクによる誤差を少なくする効果がある。

5.3 積分器

一般に使用される積分器は単純な RC 形 (第 39 図 (a)) であるが<sup>11) 22) 28)</sup>、最近の文献にはミラー積分器 (第 39 図 (b)) を用いたものが多い<sup>7) 12) 36)</sup>。

いずれの回路を使用しても、これら回路の周波数帯域を同じにすればリップルの含有率は等しい。ミラー積分器を使用した場合は、そのドリフトが入力換算のドリフトを増加させる。しかし、その値は入力チョッパ



第 39 図 積分器回路

- (a) RC 型積分器
- (b) ミラー積分器

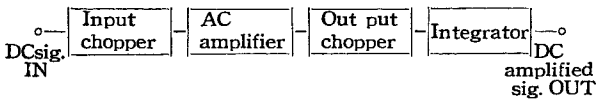
のドリフトにくらべ、無視できることが多い。

一方、ミラー積分器を用いた場合の利点としては、コレクター最大電圧が等しいトランジスタを用いた場合、単純な RC 型より大きな Dynamic Range が得られる。さらに単純な RC 型では一定のリップル含有率のまま出力インピーダンスを低くしようとすると、非常に大きな平滑容量を要し、また、交流増幅器の出力電流を大きく設計しなければならないが、ミラー積分器を用いた場合は、積分増幅器の利得が大きければきわめて小さな容量ですみ、出力インピーダンスも容易に低くすることができる利点がある。したがってどちらの型式を選ぶかは直流増幅器に要求される Dynamic Range, 出力インピーダンス, リプル含有率, 直流増幅器として安定にかけられる負帰還量の最大値, 交流増

幅器の出力段に使用するトランジスタの規格および入手できる安定なコンデンサーの最大容量などによって決めることになる。duty 50% の励振と両波型の復調をおこなうことによって、積分器を省略した回路もあるが<sup>14)</sup>、スパイクおよび交流増幅器の特性などによる波形のくずれがあるから、ある程度の時定数を持った積分器を入れるべきであろう。

5.4 直流増幅器の構成

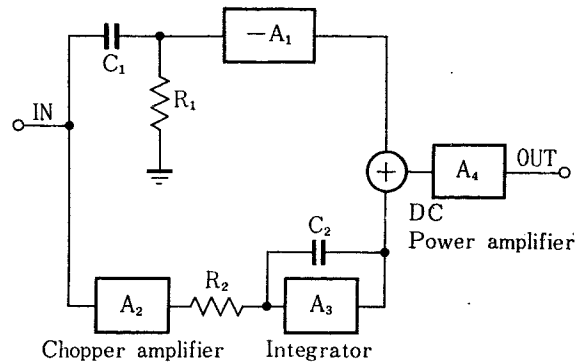
チョッパを用いた直交変換型直流増幅器は以上のべられた回路の組合せによって完成される。(第40図)



第40図 直流増幅器の構成

この直流増幅器の周波数帯域は原理的には励振周波数を高めることによって広げられるが、あまり高くするとスパイクによる誤差の割合が増大する。また可変容量型の場合、高周波損失の増加にともなう変換効率の低下のために、励振周波数の上限には限度がある。そ

こで、従来真空管式の演算増幅器で用いられてきた方法、すなわち直結型直流増幅器のドリフトを直交変換型直流増幅器を用いて補償する方法、および第41図に示すように交流増幅器に高域および中域を受持たせ、直交変換型直流増幅器に低域の増幅を受持たせる方法などが考えられる。後者の方法によって比較的優れた演算増幅器の試作に成功しているものがある<sup>7)8)</sup>。



第41図 交流増幅器と直交変換型直流増幅器との組合せによる直流増幅器

## 6. 主要文献の要旨

### 6.1 R. L. BRIGHT; Trans. Am. Inst. Elec. Engrs., 1955年<sup>3)</sup>

この論文はトランジスタ・チョッパを論ずる時、ほとんど必ず引用される有名な論文で、その内容は大部分3に記載されている。この内容は2つの部分からなっており、その一つは接合トランジスタの高レベル動作、他は低レベル動作である。チョッパの励振は規格に対して充分ゆとりのある使い方をするのがふつうであるから、前者はほとんど問題とならない。

低レベル動作については、EBBERS および MOLL の式を変形し、ON 状態および OFF 状態の特性を理論的に導き、チョッパとして用いられることを接合理論から明らかにした。さらに、オフセット出力  $V_P$ ,  $I_P$  を与える理論式を導き、inverted connection がきわめてすぐれた実用回路であることを明らかにした功績は大きい。

さらに、終りにトランジスタ・スイッチの種々の応用についてのべてあり、同期整流器、直交変換器、直流増幅器としてのチョッパ、復調器についてくわしく解説している。彼の導いた式(本文中の(8)(9)(12)(13)(17)に相当する。)はチョッパの動作を理解するためにきわめて重要である。

### 6.2 R. L. BRIGHT and A. P. KRUPER; Electronics, 1955年<sup>4)</sup>

この論文は前記 BRIGHT により導びかれた理論にもとづき、トランジスタがチョッパとして用いられることを実験的に試みた初期の文献といえよう。まず、トランジスタ・チョッパのオフセット出力の実測値についてのべ、ついで二つの実用的なトランジスタ・チョッパ回路を紹介している。

個々のトランジスタの室温におけるオフセットはほぼ、

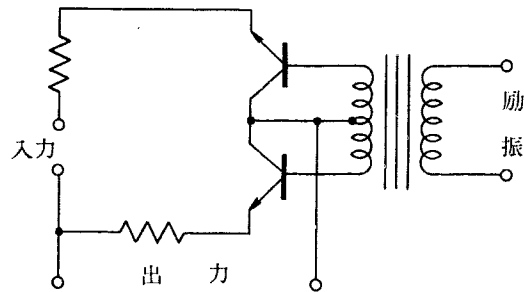
$$V_{PN} = 30 \text{ mV}, I_{PN} = 15 \mu\text{A}$$

程度であり、つぎにこれを inverted connection により、

$$V_{PI} = 1 \text{ mV}, I_{PI} = 1 \mu\text{A}$$

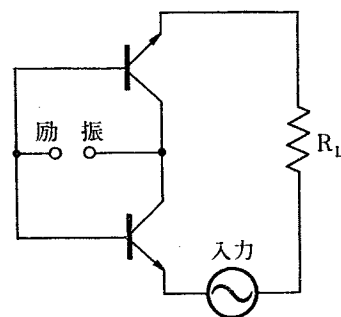
程度にできることをしめした。また、電圧オフセットの温度変化によるドリフトは、使用トランジスタおよび励振の大きさによって、かなり影響を受けるので、

これらの選び方は充分注意せねばならない。一方電流オフセットは温度1°C当り約8%の割合で増大する。つぎに実際のトランジスタ回路については第42図の並列型回路および第43図の直列型回路をあげている。



第42図 並列型回路

並列型回路においては個々のトランジスタのオフセットは励振の各サイクルにおいて同一方向であるので交流信号としては現れない。直列型回路においては個々のトランジスタのオフセットは互に打消される。後者の場合、オフセット電圧は0.1 mV程まで減少し得る。また、第42図の回路では、入力信号が励振電圧以上になるとたとえ励振側の極性がOFFであっても、回路はOFF状態になることができないが、第43図の直列型回路では、そのような場合でも完全なON/OFF動作が可能であるという利点もある。電流オフセットは信号インピーダンスをなるべく小さくしてその影響を除くべきである。



第43図 直列型回路

### 6.3 G. B. B. CHAPLIN and A. R. OWENS; Proc. Inst. Elec. Engrs., 1957年<sup>10)</sup>

本論文はトランジスタ直流増幅器の入力段として使われる各種回路およびその問題点について詳述してい

る。

直結型増幅器では平衡型増幅回路がよく、これに動作点を安定化するための帰還—平均値負帰還—をかけることにより、 $20^{\circ}\text{C}\sim 50^{\circ}\text{C}$ の温度変化に対して電圧ドリフトは $1\sim 2\text{mV}$ とすることができる。温度変化によるドリフトのうち  $I_{\text{co}}$ の増加によるものに対しては、コレクタ・ベース間電圧を小さくするほど有利であるが、一方、コレクタ抵抗が低下し、また温度変化により大きく変動するという問題がある。信号インピーダンスが高く、極性が一定ならば、入力電流と微小交流電圧を重ねてベース接地のトランジスタのエミッタに加え、コレクタに接続された負荷より出力を取出すいわゆる電流変調器を用いて比較的ドリフトの少ない直交変換器が得られる。SB-100を用いて約 $4\times 10^{-7}\text{A}$ の電流ドリフトが得られ、平衡型とすればドリフトをさらに $1\sim 2$ 桁低下させることができるとのべている。入力信号が両極性で、電圧ドリフト、電流ドリフトがともに小さいことが要求される場合は、チョップ型増幅器が有利である。

トランジスタ・チョップにおいて電圧、電流誤差を小さくするには inverted connection が有利で、 $V_{\text{PI}}\approx 1\text{mV}$ 、 $I_{\text{PI}}\approx 0.4\mu\text{A}$ ； $20^{\circ}\text{C}\sim 50^{\circ}\text{C}$ の温度変化に対する  $V_{\text{PI}}$ のドリフトは $20\sim 100\mu\text{V}$ 、 $I_{\text{PI}}$ のドリフトは $3\mu\text{A}$ 程度のものが得られる。 $V_{\text{PI}}$ を減少させるには第12図のようにコレクタに励振電圧と逆相の電圧を加えて補償し  $V_{\text{PI}}$ のドリフトに対しては、第17図の特性より温度変化に対して  $\phi_{\text{EC}}$ が変化しない  $I_{\text{PI}}$ を求め、その値で電流励振をおこなえば  $V_{\text{PI}}$ のドリフトは上記温度変化に対し数  $\mu\text{V}$ にすることができる。 $I_{\text{PI}}$ を減少させる対策として第19図の接続にし、チョップトランジスタがOFF状態のときベースに逆電圧がかからないようにし、さらに図のDにシリコンダイオードを用いるとともに  $R_2\ll R_1$ とし、ベースに流れこむダイオードの漏洩電流を極力押さえている。 $R_1=10R_2$ に撰び、シリコンダイオードの $50^{\circ}\text{C}$ における漏洩電流を $10^{-7}\text{A}$ 、ベースよりエミッタおよびコレクタに1:15の割合で分流すると仮定すれば、 $I_{\text{PI}}$ とそのドリフトの和は $10^{-9}\text{A}$ 以下となる。そのほか、過渡現象による誤差および交流増幅器の入力抵抗値の選択などについて論じているが、これについてはすでに3および5にのべた。

以上を総合して、ゲルマニウムトランジスタでは $3\times 10^{-9}\text{A}$ 程度、またシリコントランジスタを用いれば $10^{-11}\text{A}$ 以下の直流電流が測定可能であると結論している。

#### 6.4 G. B. B. CHAPLIN and A. R. OWENS : Proc. Inst. Elec. Engrs. 1957年<sup>11)</sup>

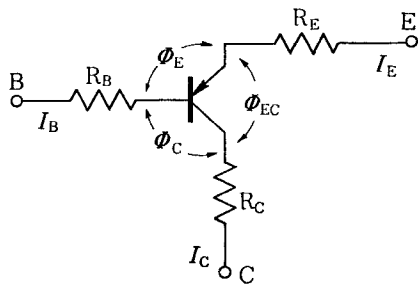
この直交変換型直流増幅器は、イギリスにおいて発表された代表的なもので、トランジスタ・チョップ増幅器の設計およびその問題点について非常に詳しくのべている。またこの文献の末尾の discussion もきわめて興味がある。入力チョップは表面障壁型のトランジスタ1箇を inverted connection で用い、入力チョップのオフセットに対しては、チョップトランジスタのコレクタ側に $1\Omega$ の抵抗を入れ、コレクタにベースと逆位相の信号を加えることによって補償している。交流増幅器は彼が文献<sup>10)</sup>で論じているように、増幅段のベースコレクタ間電圧は低く設計されている。そして大容量のコンデンサーによって高域をバイパスした帰還回路によって動作点の安定化をおこなっている。4箇のトランジスタで利得 $20\text{V}/\mu\text{A}$ 、帯域幅 $60\text{c/s}\sim 20\text{kc/s}$ を得ている。

入力チョップにおいて生ずるスパイクなどによる見掛上の信号の遅れに対しては、出力チョップの励振波形の立上りをミラー積分器を用いて $30\mu\text{s}$ 遅らせている。得られた直流増幅器の forward gain は $50\text{V}/\mu\text{A}$ 帯域は $0\sim 25\text{c/s}$ 、最大尖頭出力電圧は $\pm 10\text{V}$ である。 $50^{\circ}\text{C}$ でゼロ点調整をしたときの入力換算の電流ドリフトは $20^{\circ}\text{C}\sim 50^{\circ}\text{C}$ で $4\times 10^{-9}\text{A}$ 、外部温度を制御すればさらに一桁改善される。入力換算の電圧は $100\mu\text{V}$ 以下であるという。

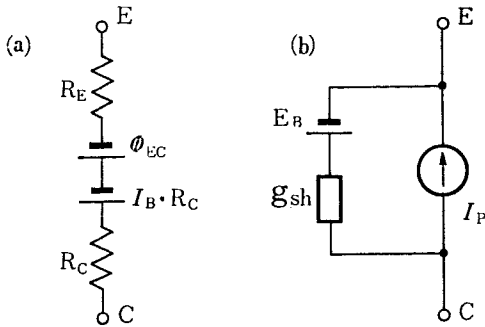
#### 6.5 J. GIORGIS and C. C. THOMSON : Trans. Am. Inst. Elec. Engrs. 1958年<sup>6)</sup>

シリコントランジスタは原理的にゲルマニウムトランジスタより $\beta$ が小さく、コレクタ部の体抵抗が大きいためチョップとしてはあまり用いられなかったが、高温における特性がすぐれていることや、OFF状態のインピーダンスの高いことなどの特長に着目し、欠点を適当に補えば充分実用になる可能性がある。本論文はシリコントランジスタの動作、特にゲルマニウムとの差異について詳細に論じている。

シリコントランジスタの場合も EBBERS および MOLL の導いた式はそのまま適用できるが、シリコンではベース、コレクタエミッタにそれぞれ体抵抗  $R_B, R_C, R_E$  を考慮せねばならないので、 $\alpha_N, \alpha_I$ の測定にはかなりの誤差がはいてくる。また接合部では前記の式が成立するが、接合部の電圧と電極端子間の電圧との間にはかなりの差が存在する。本論文では  $R_B, R_C, R_E$ ;  $I_{E0}$ ,



第 44 図 体抵抗を考慮に入れたシリコントランジスタの inverted connection



第 45 図 シリコントランジスタ・チョップの等価回路  
(a) ON の場合  
(b) OFF の場合

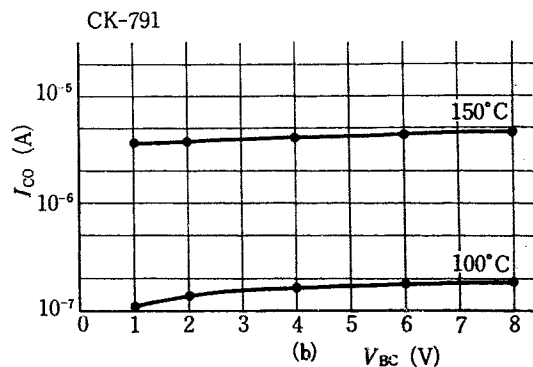
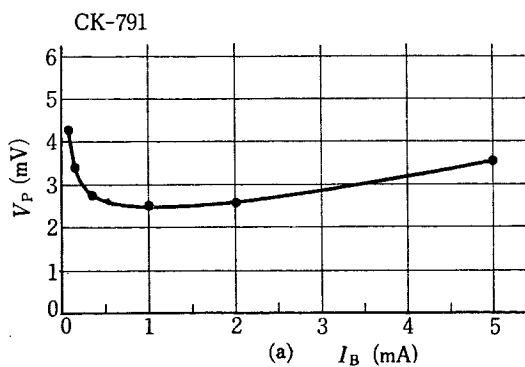
$I_{C0}$ ;  $\alpha_N, \alpha_I$  の測定法についてのべている。

次に前記体抵抗を考慮して、BRIGHT と同様に MOLL の式を変形すると第 44 図のトランジスタ回路は第 45 図の等価回路になる。(a) 図から

$$V_P = \phi_{EC} + I_B R_C = \frac{mkT}{q} \beta_N + I_B R_C \quad (38)$$

また (b) 図からは、

$$-I_E = -I_P = \left( \frac{\alpha_I}{\alpha_N} \right) \left( \frac{1 - \alpha_N}{1 - \alpha_I \alpha_N} \right) I_{C0} \quad (29)$$



第 46 図 トランジスタ特性の一例

- (a) ベース電流とオフセット電圧との関係
- (b) ベース・コレクタ電圧と  $I_{C0}$  との関係の温度依存性

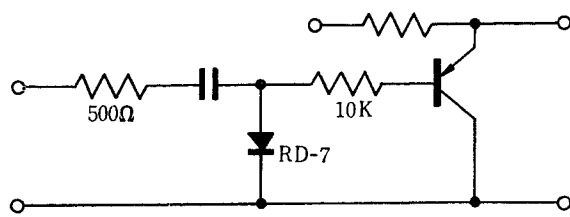
なるオフセットがそれぞれ計算される。(38) 式および (39) 式から  $V_P$  は  $I_B$  の関数であり、 $I_P$  は  $\alpha_N, \alpha_N$  および  $I_{C0}$  の関数であって、これらはいずれも温度の影響を受けるから  $I_P$  は温度の関数であることがわかる。第 46 図(a) は  $I_B \sim V_P$  の関係を、(b) は  $I_{C0}$  の温度による影響をしめしている。したがって  $I_P$  によるオフセットのドリフトを押えるために低インピーダンス入力にするのがよい。また励振は矩形波の定電流励振をすすめている。

6.6 長谷川, 西野; 計測, 昭和 34 年<sup>14)</sup>

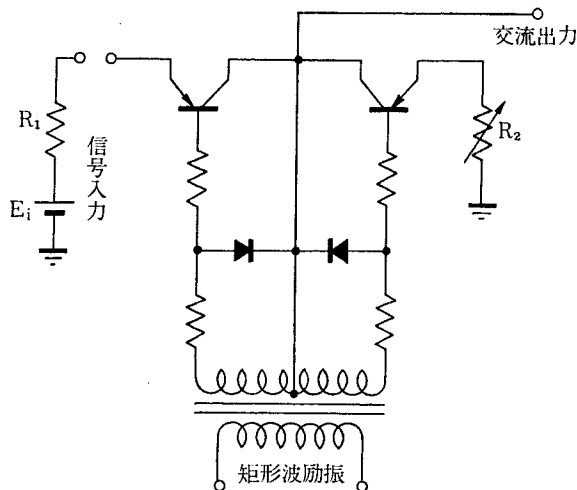
この論文はトランジスタ・チョップの励振周波数を高くしてゆく場合の問題点を検討し、その結果を用いて 16 kc の励振周波数を用いた試作チョップ増幅器について報告している。

オフセットの量は  $V_{PI}$ ,  $I_{PI}$  のほかに励振信号によってチョップ出力に現れるスパイクに関係する。スパイクの面積は接合容量などから計算によって求めることができるが、これは温度によってドリフトする。励振周波数を高めてゆくとオフセットの中でスパイクの占める割合が大きくなるので、できるだけスパイクの面積を小にする必要がある。そのためには第 47 図に示すようにゼナーダイオードを用いて励振信号の振幅を制限するとよい。

二箇のトランジスタを用いてオフセットを補償する場合、直列型よりも並列型のほうがスパイクによるオフセット補償にとって有効である。この場合、二つのトランジスタが完全に特性の一致したものでなくとも、第 48 図の  $R_2$  を調整することによりオフセットを零に近くすることができる。また、スパイクによるオフセットの補償が完全におこなわれるためには、交流増幅器のクリッピング・レベルが一つの要素として



第 47 図 セナーダイオードによる  
励振振幅の制限

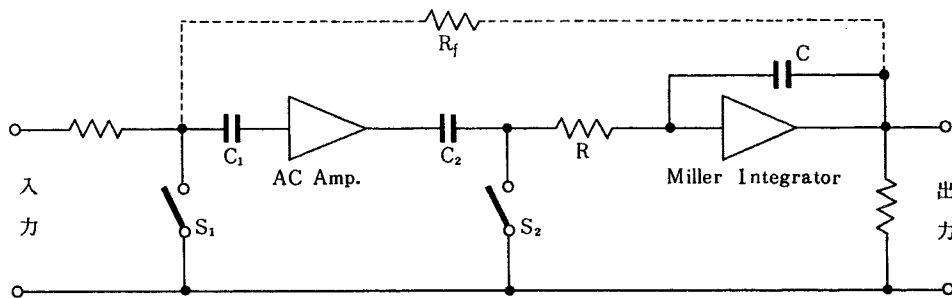


第 48 図  $R_2$  による平衡を利用した  
バランス型チョッパ

加わることには注意しなければならない。励振周波数を高めていくとき、もう一つの問題としてキャリヤ蓄積による ON 状態から OFF 状態への遅延時間がある。これによって等価入力抵抗が低下し、したがって電力利得も低下する。

以上の問題点を考慮して励振周波数が 16 kc のチョッパ増幅器を試作したところ、最小検出可能電力  $4 \times 10^{-13} \text{W}$ 、ドリフトが  $15 \sim 55^\circ \text{C}$  で  $\pm 20 \mu\text{V}$  という結果が得られた。

6.7 I. C. HUTCHEON and D. SUMMERS: Proc. Inst. Elec. Engrs. 1960 年<sup>12)</sup>



第 49 図 ミラー積分器を持つチョッパ型直流増幅器の構成

この論文の特徴は増幅器、復調回路の構成およびチョッパとして一箇のトランジスタを恒温槽に入れる方式をとっている点にある。直流増幅器の利得を第 49 図のように交流増幅器と復調した後の積分増幅器とにわけて分担させており、かなりの検討をこれらにあてている。その結論は全部の利得を交流増幅器にもたせた場合よりも過大入力に対する応答が早いこと、積分増幅器を用いているので平滑コンデンサの容量が小さくてよく、かつ、出力インピーダンスを低くとることができるということである。チョッパ部分は電圧オフセットの補償方法、電流オフセットを 0 にするための励振方法は基本的には CHAPLIN の方法を採用している。また、チョッパ部分を恒温槽に入れることにより、ドリフトを極力小にするよう努力している。以下に性能一覧をしめす。

- 1) input level:  $\begin{cases} 0 \sim 10 \text{ mV} \\ 0 \sim 4 \mu\text{A} \end{cases}$
- 2) out put level:  $0 \sim 5 \text{ V}$
- 3) linearity: 0.1%
- 4) gain:
  - over all,  $\begin{cases} 10 \text{ kV}/\mu\text{A} \\ 15 \text{ V}/\mu\text{V} \end{cases}$
  - A. C. amp,  $50 \text{ V}/\mu\text{A}$
  - D. C. amp, 200
- 5) drift:  $\begin{cases} \pm 10 \mu\text{V} \\ \pm 4 \times 10^{-9} \text{ amp} \end{cases}$
- 6) Keying freq: 200 c/s
- 7) oven temp:  $50 \pm 2^\circ \text{C}$

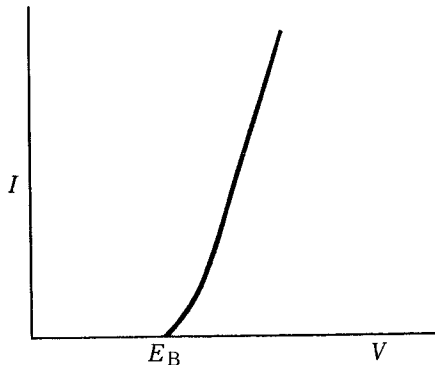
6.8 猪瀬, 永田, 木下: 電気学会誌, 昭和 36 年<sup>16)</sup>

トランジスタ・チョッパのオフセットの補償および温度補償について改善を試み、その実験結果について述べている。この論文の考えは BRIGHT の流れを汲むもので、トランジスタの  $V_P$ ,  $I_P$  およびその温度による変化を 2 箇のトランジスタを用いて補償し、さらにその補償を完全なものにするために 2 箇のトランジスタの温度差が少ないように twin 化し、熱的結合を密

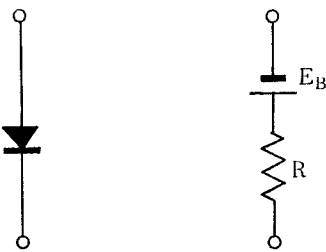
にするとともに熱慣性を大きくとり、また温度等化器を設け、リード線からの熱的外乱をのぞくことによつて急激な外部温度変化の場合をのぞき、60°Cまでの外郎温度でオフセット電圧 10~20 μV 長時間ドリフト ±5 μV 程度のトランジスタ・チョッパを得ている。

6.9 N. F. MOODY: *Electronic Eng.*, 1956 年<sup>20)</sup>

この論文はリング変調器による直交変換の代表的な論文で、その動作の概要はすでに4にのべてある。シリコンダイオードの特性は第50図において、



第50図 シリコンダイオードの特性



第51図 ダイオードの等価回路

$E_B \approx 0.5 \text{ V}$  となり、これ以上の電圧では抵抗 0、以下では抵抗  $\infty$  をしめすと考えてよい。したがって、動作は励振電源の極性に依つてダイオードが導通と非導通をくりかえすことによつて直流信号を交流に変換している。変調器の回路およびオフセット出力を与える式は4にしめしてある。

ダイオードの等価回路を第51図のように考え接合の理論式からダイナミック抵抗  $R$  は、

$$R = \frac{CKI}{I + I_s} \quad (40)$$

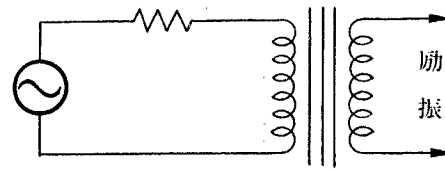
となる。0 近傍ではほぼ、

$$R = 4 \times 10^7 \Omega \text{ となり順方向ではだいたい、}$$

$$R_f = \frac{C}{40I_f} \quad (41)$$

で与えられる。

したがって、ダイオードは立上り電圧  $E_B$  とともに



第52図 高インピーダンス電源よりの励振方法

ダイナミック抵抗もよく揃ったものを選ぶべきであるが、 $I_f = 10^{-4} \text{ A}$  以上になるとダイオードの特性のバラッキが多くなるので、励振電流はなるべくこの値以下にし、また、高インピーダンスからの電流励振が望ましい。たとえば第52図のように励振変圧器の一次側に高インピーダンスを挿入して、50:1 (矩形波励振の場合) または 15:1 (正弦波励振の場合) 程度に step down する方法などを推奨している。誤差のオーダーとしては、

$$E_E = 5 \text{ mV}$$

$$I_E = 10^{-8} \text{ A} \sim 10^{-9} \text{ A}$$

程度のものが得られている。信号インピーダンスが大きいときは  $E_E$  の影響は少なく検出できる電流は  $I_E$  に近くなる。

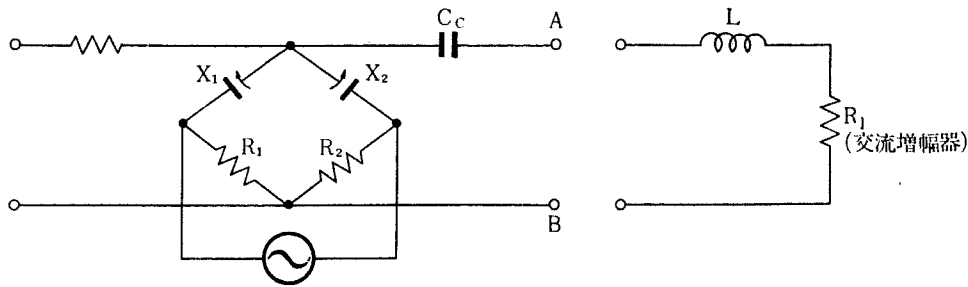
そのほか、ダイオードの逆電流の影響、シリコン以外のダイオードを用いた場合との比較、入力インピーダンス、励振電源の波形、電源周波数 (100 kc 以上でも可) 信号周波数などの問題について詳細に解説しており、さらに温度による影響およびこれにもとづくダイオードの pair の選択についても言及している。

最後に、応用例として 400 c/s の励振周波数を用い、増幅器をトランジスタ式にした場合の例をあげている。入力インピーダンスは 70 kΩ、交流増幅器の入力インピーダンスは 2 kΩ で、 $4 \times 10^{-7} \text{ A}$  の入力によつてサーボモーターを廻すことができる。

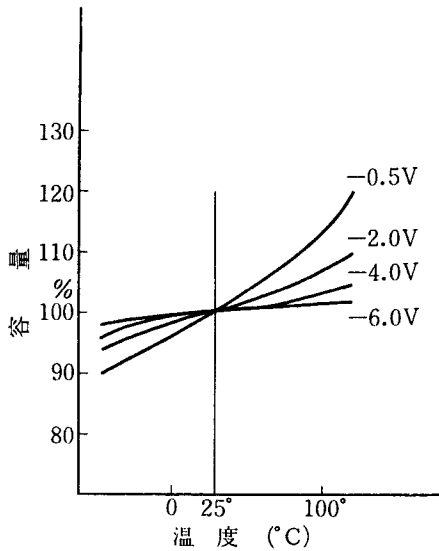
6.10 R. R. HOGE: *IRE*, 1960 年<sup>22)</sup>

半導体の PN 接合の容量と加えた電圧との間にはある範囲において直線的な関係がある。この性質を利用すれば微小直流信号を交流に変換することが可能で、シリコンダイオードを用いれば安定な変調器ができる。

本論文は可変容量型ダイオード・チョッパとしては最初の論文で、回路およびその動作については3に大要を記してある。第53図にしめすように回路の整合を考え、適当な L を挿入する。実験は 10 kc の矩形波で励振し、 $10^{-11} \text{ A}$  の検出に成功した。ドリフトの主な



第 53 図 可変容量型ダイオード・チョップ回路



第 54 図 シリコンダイオードの容量変化の温度依存性

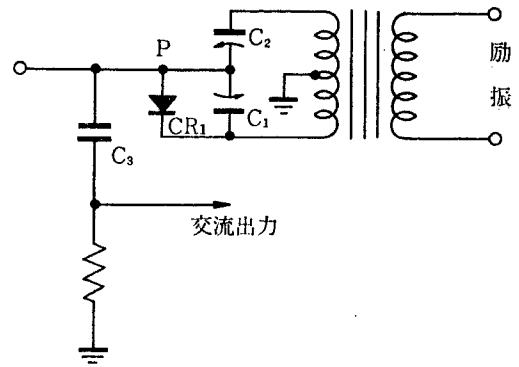
原因は2つのダイオードの飽和電流の差が温度によって変動するためである。ダイオードの温度による容量変化は、第54図に示すようにゼロバイアス近くでかなり大きいにもかかわらず、ブリッジの平衡がとれていれば互に打消し合うからあまり問題にはならない。

ダイオードの特性は、接合の理論式にしたがうので、入力電流と出力交流電圧との関係は非直線になる。

したがって、入力としては微小電圧のほうが好ましく、高インピーダンスの電圧増幅器に適する。応用例として、10 kcの励振電源による直流増幅器の例と直結型増幅器の併用による広帯域増幅器の例とが示してある。

6.11 H. E. DE BOLT: IRE Trans. Nuclear Sci., 1960年<sup>28)</sup>

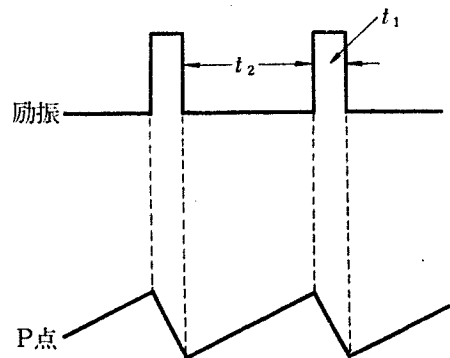
温度、衝撃、電源電圧など各種の周囲条件に対して安定な  $10^{-10} \sim 10^{-11} A$  の直流電流増幅の一方法として、1箇のシリコンダイオードのON, OFFによる直



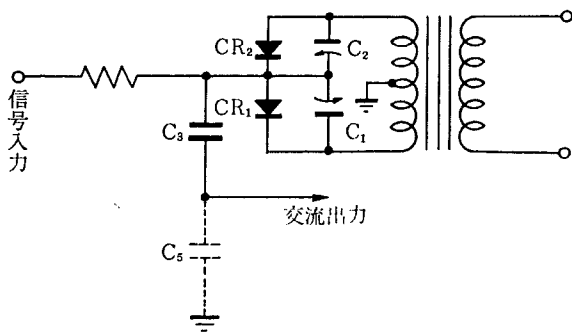
第 55 図 1 箇のダイオードによるダイオード・チョップ回路

交変換器を検討している。

その動作原理を第55図について説明する。入力電流が0の場合は、 $t_1$ の間ダイオードCR<sub>1</sub>は導通状態になり、P点の電位はa点の電位にクランプされる。つぎに $t_2$ の間になるとa点の電位はあがるため、ダイオードCR<sub>1</sub>は逆バイアスされる。したがって、P点の電位はクランプされた時の電位に保たれる。C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>によって平衡を取ることにより、このときの励振電圧が極力P点に現れないようにする。もし入力電流がある場合は、 $t_2$ の間にP点から見た等価容量が入力電流によって充電されるため、P点の電位は直線的に増加す



第 56 図 励振波形とP点における波形との位相関係



第 57 図 実際に使用した回路

る。そしてつぎの  $t_1$  の幅の励振パルスにより  $CR_1$  が導通状態になると、この電荷は放電して P 点の電位は

$a$  点の電位にクランプされ、この P 点の電圧変化が交流増幅器の入力となる。P 点の電位は第 56 図のようになる。 $t_2$  を比較的大きく、かつ P 点からみた容量をできるだけ小さくすることにより、交流増幅器の入力レベルが大きくとれるため、S/N による測定可能電流の限界は  $10^{-12}$  A になる。実際には  $CR_1$  の逆方向コンダクタンスが  $65^\circ\text{C}$ , 1V で約  $10^{11} \Omega$  であるから常温における測定限界は  $10^{-11}$  A 程度である。

実際に使用した回路は  $CR_1$  の非線型容量を補償するため、同一種類のダイオードを第 57 図のように追加しており、また  $t_1 = 1 \mu\text{s}$ ,  $t_2 = 100 \text{ ms}$  としている。

## 7. 文献による性能, 特性一覧表

筆者らが調査した文献にのべられている測定結果, すなわち, オフセット電圧, 電流, ドリフト, 温度特性, 雑音, 検出レベルなどの主として数値的なものを第2表に作成した. これらは報告者の実験結果である

から, 現在半導体チョッパによってどの程度の直流増増が可能であるかをただちに理解することができよう.

第2表 半導体チョッパの文献別性能一覧表

氏名	発表誌名 ( )内は巻末文献番号	年代	特性, 実測値, その他	註
R. L. BRIGHT	<i>Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.</i> (3)	1955	室温でのオフセット $V_{PI}=1\text{mV}$ $I_{PI}=1\mu\text{A}$ $-65\sim+100^\circ\text{C}$ におけるドリフトは $V_{PI}=0.5\sim 2\text{mV}$ $I_{PI}=8\%$ ( $1^\circ\text{C}$ 当り)	
R. L. BRIGHT and A. P. KRUPER	<i>Electronics</i> (4)	1955	normal connection で $V_{PN}=30\text{mV}$ , $I_{PN}=15\mu\text{A}$ inverted connection で $V_{PI}=1\text{mV}$ , $I_{PI}=1\mu\text{A}$ $-50\sim+90^\circ\text{C}$ におけるドリフト $V_{PI}=0.5\sim 2\text{mV}$ $I_{PI}=8\%$ ( $1^\circ\text{C}$ 当り)	
A. P. KRUPER	<i>Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.</i> (5)	1955	normal connection で $V_{PN}=10\sim 40\text{mV}$ , $I_{PN}=40\mu\text{A}$ inverted connection で $V_{PN}=0.5\sim 1\text{mV}$ , $I_{PN}=1\mu\text{A}$	
G. B. B. CHPLIN and A. R. OWENS	<i>Proc. Inst. Elec. Engrs.</i> (10)	1957	増幅素子としてのトランジスタのドリフト; $+20\sim+50^\circ\text{C}$ で $100\text{mV}$ , $50\mu\text{A}$ 平衡型接続にした場合のドリフト; $2\text{mV}$ $1\mu\text{A}$ チョッパとしてのドリフトおよびオフセット; normal connection: $+20\sim+50^\circ\text{C}$ において ドリフト; $2\text{mV}$ , $50\mu\text{A}$ オフセット; $V_{PN}=12\text{mV}$ , $I_{PN}=2.5\mu\text{A}$ inverted connection: $+20\sim+50^\circ\text{C}$ において ドリフト; $50\sim 100\mu\text{V}$ , $0.2\sim 0.3\mu\text{A}$ オフセット; $V_{PI}=1.5\text{mV}$ , $I_{PI}=0.4\mu\text{A}$ なお励振方法によりドリフト数 $\mu\text{V}$ , $10^{-9}\text{A}$ 程度まで得られる過渡現象; $20\text{mV}$ $10\mu\text{s}$ のスパイクがでるが, 補償によつて $5\text{mV}$ 位に減少させ得る.	シコントランジスタを用いれば $10^{-11}\text{A}$ まで測定できるとのべている. トランジスタは1個
G. B. CHAPLIN and A. R. OWENS	<i>Proc. Inst. Elec. Engrs.</i> (11)	1957	直流増幅器の入力換算ドリフト $+20\sim+50^\circ\text{C}$ において $100\mu\text{V}$ , $4\times 10^{-9}\text{A}$	チョッパのトランジスタは1箇. オフセット電圧は補償している. 励振周波数は $1.6\text{ kpps}$ 温度制御すれば $10^{-10}\text{A}$ のドリフトまで低下し得るとのべている.

藤生泰央	計測 (13)	1958	オフセット: トランジスタ 2 個の時 $400\mu\text{V}$ トランジスタ 4 個の時 $100\mu\text{V}$	励振周波数は 1kpps トランジスタ 4 箇を用いて オフセットを改良した
W. HOCHWALD and F. H. GERHARD	<i>The Nat. Elec. Conf</i> (7)	1958	演算精度 0.005% $-55^{\circ}\text{C}\sim+85^{\circ}\text{C}$ において オフセット $300\mu\text{V}$ ドリフト $50\mu\text{V}$ (数百時間)	直結型回路との組合せによる。 励振周波数は 350pps
J. GIORGIS and C. C. THOMSON	<i>Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.</i> (6)	1958	$V_{PI}$ , $500\mu\text{V}$ ただし $-50^{\circ}\text{C}\sim+150^{\circ}\text{C}$	
W. HOCHWALD and F. H. GERHARD	<i>electronics</i> (8)	1959	直流増幅器としての入力換算ドリフト: $10^{-10}\text{A}$	直結型増幅器とトランジスタ・ チョップパとの組合せ チョップパトランジスタは 1 箇 励振周波数は 350 pps オフセットは補償している。
猪瀬, 永田, 木下	通信学会 トランジスタ研究専門委員会資料 (15)	1959	$60^{\circ}\text{C}$ 以下で オフセット $10\sim 20\mu\text{V}$ ( $R_L=1\text{k}\Omega$ として) ドリフト 数 $\mu\text{V}$ 5日間で $\pm 3\mu\text{V}$	twin 化と熱等化器による 温度補償を行う。 励振周波数は 50 pps
長谷川, 西野	計測 (4)	1959	ドリフト: $15\sim 55^{\circ}\text{C}$ において $\pm 20\mu\text{V}$	励振周波数は 16 kpps 2 箇のトランジスタを用い 並列補償
I. C. HUTCHEON and D. SUMMERS	<i>Proc. Inst. Elec. Engrs.</i>	1960	直流増幅器の入力換算ドリフト $\pm 10\mu\text{V}$ , $4\times 10^{-9}\text{A}$	トランジスタを oven に入れ $50^{\circ}\text{C}\pm 0.2^{\circ}\text{C}$ にする オフセット電圧は補償 励振周波数は 200 pps チョップパトランジスタは 1 箇
猪瀬, 永田, 木下	電気学会誌 (16)	1961	初期ドリフト $100\mu\text{V}$ $0\sim 60^{\circ}\text{C}$ の変化に対するドリフト, $\pm 5\mu\text{V}$	twin 化と熱等化器による 温度補償を行う。 励振周波数は 50 pps
長谷川, 白江	自動制御連合大会 (16)	1961	$0\sim 60^{\circ}\text{C}$ において ドリフト $100\mu\text{V}$ オフセット $200\mu\text{V}$	信号インピーダンス $500\Omega\sim 2\text{k}\Omega$ 直流増幅器としての利得 変動: 4db 励振周波数 1kpps
I. C. HUTCHEON and D. SUMMERS	<i>Proc. Inst. Elec. Engrs.</i> (36)	1961	ドリフト: $5\mu\text{V}$ , $10^{-9}\text{A}$	励振周波数 200 pps トランジスタは 1 個 oven 使用, オフセット電圧は補償
猪瀬	通信学会 直流増幅器シンポジウム (19)	1961	オフセット $20\mu\text{V}$ 以外に保つには 調整間隔 10,000 時間以上	
G. H. PARKS	<i>Instrument Practice</i> (30)	1961	$\alpha_N=\alpha_1$ ( $\approx 0.98$ ) のような symmetrical なトランジスタ によつて測定したオフセット 電圧; normal connection $V_{PN}=0.8\text{mV}$ inverted connection $V_{PI}=1.1\text{mV}$	
小川	電気連合大会 (35)	1961	オフセット電圧, ゲルマニウム とシリコンと大差なし オフセット電流, シリコンの方が 少ない 温度ドリフトは $-20^{\circ}\text{C}\sim+40^{\circ}\text{C}$ においてシリコンの方が 1 桁小さい	

林	神戸工業枝報 (32)	1962	入力換算ドリフト 30 $\mu$ V/12時間 $\pm 10\mu$ V/電源 $9\pm 1$ V $\pm 50\mu$ /-20 $^{\circ}$ C $\sim$ +50 $^{\circ}$ C	励振周波数 2kpps
N. F. MOODY	<i>Electronic Eng.</i> (20)	1956	感度; 10 $^{-8}$ A 80 $^{\circ}$ C 以下で 10 $^{-10}$ W の検出	リング変調器による. 入力インピーダンス 300k $\Omega$ 励振周波数; 100kc まで 実験
LAURENCE FLEMING	<i>Electronics</i> (21)	1957	ドリフト; 100 $\mu$ V/1時間 入力インピーダンス; 500k $\Omega$	ON, OFF 型 励振周波数; 60c/s
HAROLD E. DE BOLT	<i>IRE Trans. Nuclear Sci.</i> (28)	1960	10 $^{-10}$ A $\sim$ 10 $^{-11}$ A の検出に用いる	ダイオード 1 箇の ON, OFF 型 励振周波数; 10 pps 入力に正の信号のみ
R. R. HOGE	IRE (22)	1960	測定限界, 室温で 5 $\times$ 10 $^{-16}$ W 0 $\sim$ 65 $^{\circ}$ C で 10 $^{-10}$ A	可変容量型, 励振周波数 は 10kc. これと直結型増 幅器とを組合せた演算増 幅器の入力換算ドリフト は 10 $^{-11}$ A, 帯域は 100kc
岩片, 小原, 宮路	通信学会全国大会 (23)	1961	入力信号が直流近くにおいて 入力インピーダンス 1000M $\Omega$ 以上	可変容量型 ダイオードは 4 箇使用
田中, 下村	通信学会, 全国大会 (24)	1961	入力インピーダンス数百k $\Omega$	可変容量型
G. G. HAIGH	<i>J. Inst. Elec. Engrs.</i> (37)	1961	スパイク, なし ドリフト, 50 $\mu$ V	ON, OFF 型, 励振周波数 は 100kpps メサダイオード の使用によりスパイク 消失
和泉, 岡野, 国分	原子力研究総合発表 会 (25)	1962	入力インピーダンス 9 $\times$ 10 $^9\Omega$	可変容量型
和泉, 岡野	電気連合大会 (26)	1962	10 $^{-11}$ A 程度の検出に用いる. 入力インピーダンスは 10 $^8\sim$ 10 $^9\Omega$	可変容量型, ダイオード にはバイアスをかける励 振周波数は 10kc
田中, 下村, 長森, 柳沢	電気連合大会 (27)	1962	変換効率はダイオード 2 箇使用 の時の 2 倍	可変容量型, ダイオード は 4 箇用いる励振周波数 は 50kc

## 8. 半導体チョッパの応用と将来の問題

BRIGHT により理論づけられたトランジスタ・チョッパは、その応用のねらいを主として工業計測、たとえば熱電対出力の直交変換器として用いることに置いているように見受けられる。したがって、ドリフトについても主として電圧ドリフトを減少させることに主力が注がれているようである。一方、CHAPLIN らは原子力関係の仕事をしているためか、最初から電離箱からの微小直流電流の増幅に応用することをねらっているので、主として電流ドリフトを問題にしている。わが国で発表されたこれまでの文献は、主として前者の方向をとっているようである。また、ダイオード・チョッパはその動作原理からも明らかなように、高インピーダンス回路に適しているので、主として後者をねらっていると考えられる。

いずれにしても、半導体チョッパを実際に用いてみようとする試みはいくつかなされているが、まだ気軽に使用するという段階に至ってはいない。しかし、今後の研究によってかなり広い応用面が期待されよう。

半導体チョッパを機械的チョッパと比較してみると機械的衝撃、寿命、励振周波数などの点では前者のほうが優位にあり、ドリフトすなわち、使用可能な低レベル限界、使用温度などについては、後者のほうが現在のところ有利である。したがって、現状でも工業計測に用いられている機械的チョッパのかなりのものが半導体チョッパで置き換え得ると思われる。また、励振周波数が高くとれるので、一般の直流増幅器に応用すれば、直交変換型の低ドリフトと直結型の広帯域を同時に満足させることができる。もちろん複合型直流増幅器のチョッパ部分として用いることもできる。また、機械的衝撃に対して強いことから、たとえば airborne のアナログ計算機に用いた例が発表されている<sup>7)8)</sup>。

筆者らがこの文献調査の応用の目的としている原子炉計装では、これまで機械的チョッパの信頼性と応答速度の点で直交変換型増幅器を採用できず、直結型増

幅器を用いていた。しかしながら、半導体チョッパを用いれば、原理的には信頼性および速応性がともに得られるので全装置のトランジスタ化の方向とあわせて原子炉計装は半導体チョッパの主要な応用分野と考えられる。CHAPLIN らは、そのための開発をしていると見受けられるし、原子力関係のレポートにも<sup>2, 3</sup>そのような試みがみられる<sup>9)25)29)</sup>。

これまで発表された文献の大部分が、特性の揃った2箇のトランジスタによりオフセットの補償をおこなない、かつ電圧源の増幅をねらっているので、ゲルマニウムトランジスタを用いるほうがよいような印象を受ける。しかし、原子炉計装の場合のように電流源の増幅の場合は、むしろ電流オフセットの絶対値の小さいシリコントランジスタを用いるか、シリコンダイオード・チョッパを用いるほうが有利ではないかと思われる。

信頼性に関する実験はこれまであまりされていないように見受けられる。トランジスタやダイオードの寿命は理論的には無限であるといわれているが、現在使用されている素子についてこのことをそのままのみにするのは危険であると考えられる。トランジスタの低レベル特性、たとえば電流オフセットのようにトランジスタの表面現象に関係する量の長期変化などは十分に研究されなければならぬ問題であろう。

また、励振周波数が高くとれるということは、機械的チョッパに比べて優れた特徴であるが、過渡応答に対する対策が十分に検討されていない現在、その特徴が生かされているとは考えられない。トランジスタの種類、励振方法など、まだ研究の余地があろう。また、各種半導体チョッパの利害得失についても充分には検討がなされていないと思われる。

以上のごとく、期待される応用面はきわめて広いと考えられるが、そのためにはまだまだ多くの研究課題が残されている。

## 9. 結 言

トランジスタ・チョッパ、ダイオード・チョッパなどいわゆる半導体チョッパの研究の歴史は比較的新しいが、その長所は高く評価され、すでに一部では実用化の段階にはいつている。筆者らは原子炉計装に応用され得るか否か検討するために、内外の主要な文献について目を通した。その結果は、にわかには断定し難いが、一応その可能性を確認した。また、一般直流増幅器に用いても非常にすぐれたものと思われ、将来性が期待できよう。したがって将来工業計測器、一般計測器にはひろく用いられるであろう。この場合、きわめて大まかに考えて低インピーダンス回路にはトランジスタ・チョッパが、高インピーダンス回路にはダイオード・チョッパが適当であろうと思われる。

筆者らは半導体チョッパの原理、特性、チョッパに続く増幅器、応用および問題点などについて一通り

のべたのであるが、文献の数も非常に多く、洩れたものもかなりあると思われ、完全なものとはいえないかも知れない。さらに、さきにものべたように、歴史が新しいため、発表者によって理論や測定条件の違いから、導き出された結論について相違があるものもあり、これらを純客観的に記述するのはかなり困難であった。筆者らはなるべく主観を交えずに記述することにつとめたのであるが、不審の点はそれぞれの文献を参照して頂きたい。

今後、半導体材料の進歩とともに信頼性の問題が解決され、さらに本文中にのべた技術の問題点の研究がすすむにしたいが、現在機械的チョッパが用いられている分野のかなりの部分が半導体チョッパにおきかえられるものと思われる。

## 文 献

- 1) JOHN L. MOLL: Large-Signal Transient response of junction transistors. *IRE*, **42** (No. 12), 1773~1784(1954)
- 2) J. J. EBERS, J. L. MOLL: Large-signal behavior or junction transistors. *IRE*, **42** (No. 12), 1761~1772, (1954)
- 3) R. L. BRIGHT: Junction transistor used as switches. *Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.*, **74** (Part 1), 111~121(1955)
- 4) R. L. BRIGHT and A. P. KRUPER: Transistor choppers for stable D-C amplifiers. *Electronic*. 135~137, April 1955
- 5) A. P. KRUPER: Switching transistors used as a substitute of mechanical low-level choppers *Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.*, **74** (Part 1), 141~45.
- 6) J. GIORGIS and C. C. THOMSON: Silicon transistor performance in a chopper applications *Trans. Am. Inst. Elec. Engrs.*, Application and Industry, 113~119 July 1958
- 7) W. HOCHWALD and F. H. GERHARD: A drift compensated operational D-C amplifier employing a low level silicon transistor chopper. *The Nat. Elec. Conf.* 798~810, Oct. 1958
- 8) W. HOCHWALD and F. H. GERHARD: D-C operational amplifier with transistor chopper. *Electronics*, **32**(No. 17), 94~96(1959)
- 9) FRED S. GOULDING: Transistorization. *Nucleonics*, **17**(No. 6), 64~71(1959).
- 10) G. B. B. CHAPLIN and A. R. OWENS: Some transistor input stages for high-gain D-C amplifiers. *Proc. Inst. Elec. Engrs.*, 249~257 July 1957
- 11) G. B. B. CHAPLIN and A. R. OWENS: A transistor high-gain D-C amplifier. *Proc. Inst. Elec. Engrs.* 258~272 Nov. 1957
- 12) I. C. HUTCHEON and D. SUMMERS: A low drift transistor chopper-type D-C amplifier with high-gain and large dynamic range. *Proc. Inst. Elec. Engrs.* 451~465 March 1960
- 13) 藤生: 試作トランジスタ・チョッパ。計測, 438 昭和 33 年 12 月,
- 14) 長谷川, 西野: 高速度トランジスタ・チョッパ; 計測, 80~87 昭和 34 年 2 月,

- 15) 猪瀬, 永田, 木下: 温度補償型トランジスタ・チョッパ. 通信学会, トランジスタ研究専門委員会, 昭和 34 年 12 月.
- 16) 猪瀬, 永田, 木下: 温度補償型トランジスタ・チョッパ. 電気学会誌, 239~244. 昭和 36 年 2 月
- 17) 長谷川, 白江: トランジスタ・チョッパ式直流増幅器とその応用. 第 4 回自動制御連合会, (No. 231) 昭和 36 年.
- 18) 猪瀬, 木下: トランジスタ化工業計器. 通信学会, トランジスタ研究専門委員会, 昭和 35 年 10 月.
- 19) 猪瀬: トランジスタ・チョッパの寿命試験. 通信学会全国大会, 56-16, 昭和 36 年.
- 20) N. F. MOODY: A silicon diode modulators for use in junction transistor direct current amplifier. *Electronic Eng.*, 28 (No. 3), 94~100 (1956)
- 21) LAURENCE FLEMING: Silicon diode chopper stabilizes D-C amplifier. *Electronics*, 178~179 Jan. 1957
- 22) R. R. HOGE: A sensitive parametric modulation for D. C. measurement. *IRE Intern. Convention Record*, (Part 9), 34~42 (1960).
- 23) 岩片, 小原, 宮路: 逆直列シリコンダイオードを用いた電子式振動容量型直交変換器. 通信学会全国大会, (No. 410), 昭和 36 年.
- 24) 田中, 下村: シリコン可変容量ダイオードを用いたチョッパに関する考察. 通信学会全国大会, S6-13, 昭和 36 年.
- 25) 和泉, 岡野, 国分: 原子炉計装の半導体化. 第 3 回原子力研究総合発表会, B-45, 昭和 37 年.
- 26) 和泉, 岡野: 可変容量ダイオード・チョッパを用いた直交変換器に関する 2, 3 の実験. 電気連合大会, (No. 1082), 昭和 37 年.
- 27) 田中, 下村, 長森, 柳: 倍圧型可変容量ダイオード・チョッパ. 電気連合大会, (No. 1083), 昭和 37 年.
- 28) HAROLD E. DE BOLT: High sensitivity semiconductor diode modulator for DC current measurement. *IRE Trans. Nuclear Sci.*, 1~4. 1960
- 29) C. G. LENNOX: Semiconductors in D. C. application. AECL-801, p. 84~88.
- 30) G. H. PARKS: Static and dynamic analysis of the transistor as a switch. *Instrument Practice*, 1097~1104 Sept. 1961
- 31) 栗屋, 山沢, 川島: 平衡型トランジスタ・スイッチ. 電気連合大会, (No. 1612), 昭和 35 年.
- 32) 林: トランジスタ・チョッパを使用した直流増幅器について. 神戸工業技報, (No. 24), 昭和 37 年 1 月.
- 33) 長谷川: ダイオードとトランジスタを用いたチョッパ. *エレクトロニクス*, 742~746 昭和 34 年 7 月号
- 34) 猪瀬: トランジスタ・チョッパ. *エレクトロニクス*, 284~288 昭和 37 年 3 月号,
- 35) 小川: Si トランジスタを用いたチョッパ回路. 電気連合大会, (No. 1469), 昭和 36 年.
- 36) I. C. HUTCHEON and D. SUMMERS: A solid state D-C amplifier with floating input and low drift. *Electronic Eng.*, 592~596 Sept. 1961
- 37) G. G. HAIGH: The use of mesa diodes in small-signal modulators. *J. Inst. Elec. Engrs.*, 497~499. August 1961