

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	角型ヒステリシス材を用いたフラックスポンプの研究
Title(English)	
著者(和文)	塩見格一
Author(English)	
出典(和文)	学位:理学博士, 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第1798号, 授与年月日:1987年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor of Philosophy, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第1798号, Conferred date:1987/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

博士論文

「角型ヒステリシス材を用いたフラックスポンプの研究」

指導教官	東京工業大学	教授	比企	能夫
	東京工業大学	助教授	大塚	美枝子

東京工業大学大学院理工学研究科
応用物理学専攻 博士課程

学籍番号 4023

塩見 格一

目次

第1章	序論	1
第2章	オルセン = デバイスの原理	5
(1)	基本原理	5
(2)	オルセン = デバイスの概略	7
(3)	励磁操作及び励磁電流	9
(4)	転流操作及び転流損失	11
(5)	浮遊インダクタンスに関する考慮	14
(6)	まとめ	15
第3章	非飽和型オルセン = デバイスの動作	17
(1)	オルセン = デバイスの動作図	17
(2)	抵抗転流方式によるオルセン = デバイスの動作	20
(3)	誘導転流方式によるオルセン = デバイスの動作	25
(4)	非飽和型オルセン = デバイスの設計	31
(5)	励磁転流方式によるオルセン = デバイスの動作	37
(6)	励磁損失に関する考察	42
(7)	センタータップ型トランスを用いた オルセン = デバイスに関する考察	46
(8)	まとめ	50
第4章	可飽和型オルセン = デバイスの動作	53
(1)	可飽和型オルセン = デバイスにおける動作図	53
(2)	可飽和型超電導トランスの特性	58
(3)	抵抗転流方式による 可飽和型オルセン = デバイスの動作	61

(4)	誘導転流方式による 可飽和型オルセン = デバイスの動作	73
(5)	励磁転流方式による 可飽和型オルセン = デバイスの動作	86
(6)	可飽和型オルセン = デバイスにおける励磁損失	95
(7)	まとめ	99
第5章	実験装置及び実験方法	101
(1)	実験装置	101
(2)	実験方法	113
第6章	実験結果と考察	114
(1)	超電導トランス A を用いた実験結果と考察	114
(2)	超電導トランス B を用いた実験結果と考察	131
(3)	実験結果によるオルセン = デバイスに関する考察	152
(4)	オルセン = デバイスの合理的な設計	156
(5)	まとめ	164
第7章	2つの超電導コイル間における 励磁電流の転流に関する実験	165
(1)	目的と背景	165
(2)	基本原理	167
(3)	実験装置及び実験方法	173
(4)	まとめ	174
第8章	2つの超電導コイル間における 励磁電流の転流に関する実験の結果と考察	176
(1)	実験結果と考察	176

(2)	まとめ	179
第9章	結論	185
	謝辞	187
	参考文献	188
	付録	189

第1章 序論

本論文において論ずるフラックスポンプとは、超電導機器の1種であり、負荷とする超電導コイルに大電流を与えることを目的とするものである。

フラックスポンプの歴史は、メンデルスゾーンにより1933年に発表された超電導直流トランス (Mendelssohn's Superconducting Transformer, 付録1)¹⁾に始まったと考えられる。この装置は、超電導トランスの2次側に直接超電導コイルを接続したものであり、今日的な意味でのフラックスポンプの動作はしないが、この装置により、初めて電源装置の出力電流以上の電流を負荷コイルに与えることが可能となった。

ここで論ずる整流型フラックスポンプは、1958年にオルセンにより考案された原理 (The Olsen Device, 付録2)²⁾を用い、1964年バックホールド³⁾によって実現されたもの (Buchhold, 付録3)の類型である。整流型フラックスポンプは、超電導トランス、超電導整流回路、超電導負荷コイルにより構成され、超電導整流回路の状態により制御される電源装置を伴っており、以下オルセン=デバイスと呼ぶ。バックホールドは制御性の問題より、整流回路を構成する超電導スイッチとして、クライオトロンと可飽和リアクトルを組合せ用いているが、今日では、制御機器の発達により、トランス1次電流を適時制御できるため、可飽和リアクトルを用いる必要はなくなっている。また比較的動作時間の遅い熱的超電導スイッチを用いることも可能となっている。

オルセン=デバイスの目的は、通常の電源装置によっては制御が困難である大電流の制御にあり、大型超電導マグネットへの電力貯蔵及び回生、また、大電流を要する超電導誘導性負荷への通電等を対象としている。クルンデルト (van de Klundert) らは、非飽和型のオルセン=デバイスを用い、超電導スイッチの開⁴⁾発、及び微小なインダクタンスに大電流を与える研究⁵⁾を行っている。

る。また穴山らは、電力貯蔵に用いる目的での可飽和型オルセン = デバイスの研究を行っており、ヒステリシス損失、及び銅損失の減少を計っているが、特に熱的超電導スイッチによる損失については改善をはかっていない。本論文では、小規模なオルセン = デバイスにおいて最も問題となっている、熱的超電導スイッチのヒーターによる損失に注目し、この熱損失を減少させることを目的とする研究を述べている。

今日の一般的な熱的超電導スイッチのヒーター電力は数百ミリワット以上であり、特に大電流用のものは大きなヒーター電力（数ワット）を要している。この熱損失は、オルセン = デバイスが動作状態において発生させる熱損失に対し数倍から数百倍と大きなものであり、ヒーターによる加熱時間の減少は、ただちに大きな総合効率の上昇を与える。本研究では、励磁方式として新方式（励磁転流方式）を考案し、励磁動作に要する時間を短縮し、直接的にヒーターによる熱損失の減少を計った。

今後、超電導機器が広く普及した場合、巨大な超電導装置のみならず、小規模な超電導機器は極めて多くの分野用途で利用されることと考えられるが、超電導機器の利点は、半導体素子を用いた装置では制御不可能な大電流を永久電流モードで扱えることにあり、フラックスポンプは最も重要な装置となることが予想される。ここに考案した励磁転流方式は、今日の抵抗転流方式にかわる方式であり、その制御性の高さ、励磁の高速性及び、総合効率の高さにおいて、それ程大きくない誘導性負荷（～数百ミリヘンリー程度）を励磁する場合に最適の方式である。特に負荷インダクタンスが数ミリヘンリー以下の場合、総合的な損失は1桁以上小さなものとすることが可能である。

本論文では、各型式及び各方式によるオルセン = デバイスの動作を考察し可飽和型オルセン = デバイスを用いた実験結果との比較を行い、更に合理的なオルセン = デバイスの設計と運転方式（励磁転流方式）について述べる。また、従来は不可能とされてきた、オルセン = デバイスによるパルス状あるいはステップ状の磁場の発生に関しても、新たに、¹¹2つの超電導コイルを磁氣的に

結合させた負荷コイル”を考案開発し、永久電流モードも有する超電導コイルにおいても、急速励磁及び発生磁場の急速な反転が可能であることを実験的に示した。このデバイスは、オルセン = デバイスにおける励磁転流方式と同等な動作原理に基づいており、従来の永久電流モードも有しないパルスコイルを用いた装置とは全く異なるものである。そのため、パルスコイルにおいては解決されないオーバーシュート等の問題も原理的に存在せず、極めて高いパルスレートを得ながらも全くノイズを伴わず、理想的なステップ状の磁場変化を得ることができた。

以下に第2章以後の各章の概要を述べておく。

第2章

オルセン = デバイスの動作原理を述べ、励磁動作と転流動作による負荷電流の変化を考察している。転流動作はオルセン = デバイスにおける特徴的な動作であり、今日の超電導整流回路を用いる限り、超電導トランス二次側から一次側への制御が必ず要求され、またこの制御方式によりオルセン = デバイスそのものが特徴づけられることを述べている。また、実際のオルセン = デバイスにおける浮遊インダクタンスの与える影響に対する考察を述べている。

第3章

オルセン = デバイスの動作を解析するための動作図を考案し、この動作図を用いて非飽和型オルセン = デバイスの動作と負荷電流の変化等を励磁運転の各方式に対し考察し、そして、励磁転流方式を考案している。

第4章

非飽和型オルセン = デバイスに対し、システムの小型化を計るうえで合理的な可飽和型オルセン = デバイスに関し、動作図を用いて各方式における励磁運転を考察している。可飽和型オルセン = デバイスの非飽和型に対する得失を論じており、また、励磁動作時間及び励磁損失に関する考察も述べている。

第5章

実験に用いた可飽和型オルセン = デバイスのダイヤグラムを示し、その諸

元を述べている。また、実験と計測の方法に関し述べている。

第6章

可飽和型オルセン = デバイスの抵抗転流方式及び励磁転流方式による動作実験結果を示し、結果を第4章における理論と比較考察している。その結果に基づき、負荷インダクタンスの値に対する最適なオルセン = デバイス設計のための指標を与え、設計例及び適切な励磁運転における制御方式を述べている。

第7章

永久電流モードを有する超電導コイルからステップ状の磁場変化を得る手法を考案し、その詳細を述べている。また、実際の実験装置及び実験方法について述べている。

第8章

第7章において述べた手法により行った実験の結果を示し、実際の実験における問題点等を考察している。また、今後の見通しについて述べている。

第9章

全体を通しての結論を述べている。

第2章 オルセン・デバイスの原理

(1) 基本原理

レンツの法則により、閉回路内の磁束 (ϕ) の変化は (2-1) 式で与えられる誘導電流を発生させる。

$$-\frac{d\phi}{dt} = R \cdot I + L \frac{dI}{dt} \quad (2-1)$$

R : 閉回路の直流抵抗

L : 閉回路のインダクタンス

超電導回路においては、常電導抵抗は存在しないので ($R = 0$)、(2-1) 式は (2-2) 式のように書き換えられる。

$$-\frac{d\phi}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad (2-2)$$

$$\text{故に } LI + \phi = \text{constant} \quad (2-3)$$

(2-3) 式は、閉回路内の磁束は保存されることを示している。

ここで、(Fig. 2-1) のように単純化した回路を考え、フラックスポンプ (オルセン・デバイス) の動作原理を説明する。図中に示される S_1 、及び S_2 は超電導スイッチであり、 L は超電導負荷コイル (電力貯蔵超電導

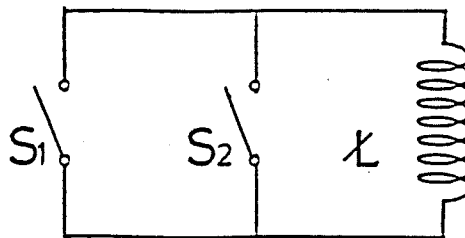


Fig.2-1

マグネット)である。また、負荷コイル上のインダクタンスを L とし、超電導スイッチ S_1, S_2 はそれぞれ独立した制御装置を伴っているものとする。

まず超電導スイッチ S_1 が開いており、 S_2 のみが閉じているものとし、この状態でスイッチ S_2 と負荷コイルとによる閉回路(閉回路 S_2 -上)に超電導永久電流(I_0)が流れているものとする。(Fig. 2-2) ここで、コイル上の発生させている磁束を ϕ_L とすれば、(2-4)式が成立する。

$$\phi_L = LI_0 \quad (2-4)$$

次に、超電導スイッチ S_1 と S_2 による閉回路(閉回路 S_1 - S_2)内に外部から磁束 ϕ_0 を導き、その後スイッチ S_1 を超電導状態として閉じ、閉回路 S_1 - S_2 とする。(Fig. 2-3)

そして、スイッチ S_2 を開き、 S_1 と上による回路のみを閉回路 S_1 -上として、磁束 ϕ_0 を ϕ_1 と変化させれば(2-3)式による保存の条件より、負荷コイル上に流れる電流は I_0 から I_1 へと変化する。(Fig. 2-4, 5)

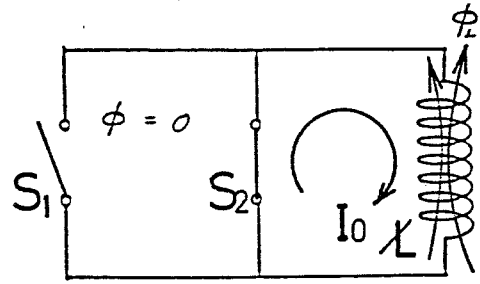


Fig. 2- 2

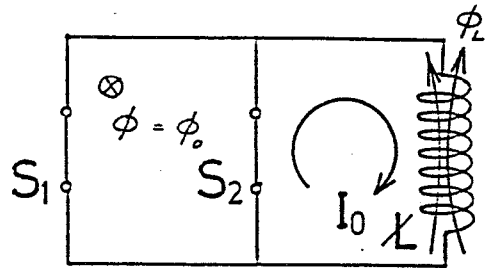


Fig. 2- 3

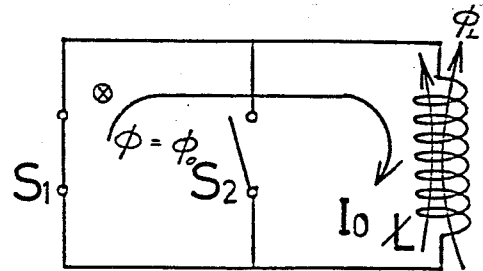


Fig. 2- 4

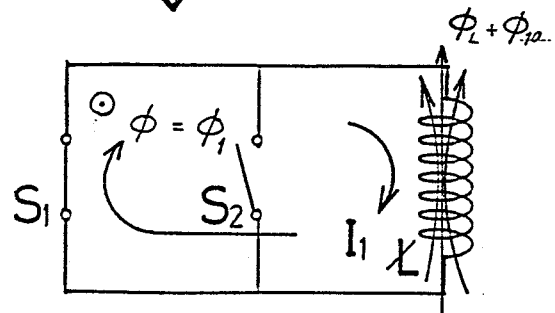


Fig. 2- 5

$$\begin{aligned}\phi_0 + LI_0 &\rightarrow \phi_1 + LI_1 & (2-5) \\ I_1 - I_0 &= -\frac{1}{L}(\phi_1 - \phi_0)\end{aligned}$$

$$\text{故に } \Delta I = -\frac{1}{L} \Delta \phi \quad (2-6)$$

(2-6)式により、常に $\Delta I > 0$ となるように回路内の磁束を変化させてゆき、負荷電流(I)を増大させてゆく超電導装置がフラックスポンプである。オルセン・デバイスは、以上の励磁過程を周期的に繰返し行ない、連続的に負荷電流を増大させることを可能としている。

(2) オルセン・デバイスの概略

オルセン・デバイスの概念図を (Fig. 2-6) として示す。

(Fig. 2-6) に示した整流型フラックスポンプは、センタータップ型超電導トランスを用いた面波整流型であり、オルセンにより考案され、バックホールドにより実現された型式のものである。しかしこの方式は、最大励磁負荷電流値においてブリッジ型全波整流方式に劣る場合があるため、本研究では超電導回路もブリッジ型全波整流型としたオルセン・デバイスを用いて実験を行なった。また、

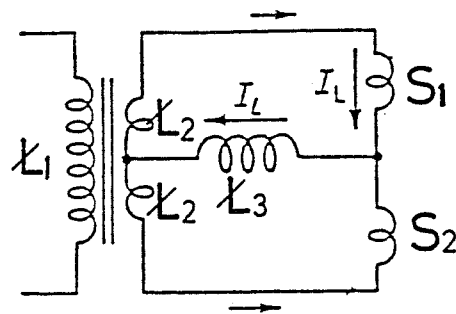


Fig.2-6

- L_1 : primary coil
- L_2 : secondary coil
- L_3 : load coil
- $S_{1,2}$: cryotron (s.c. switch)

超電導スイッチとして、オルセンはクライオトロニックなスイッチを考えているが、本研究では、熱的な超電導スイッチを用いている。本研究実験に用いた“ブリッジ型全波整流方式によるフラックスポンプ”（以後は単にオルセン・デバイスと呼ぶ）の概略図は（Fig. 2-7）として示す通りである。

尚、整流方式の相異及びスイッチ型式の相異による得失は後に論ずる。

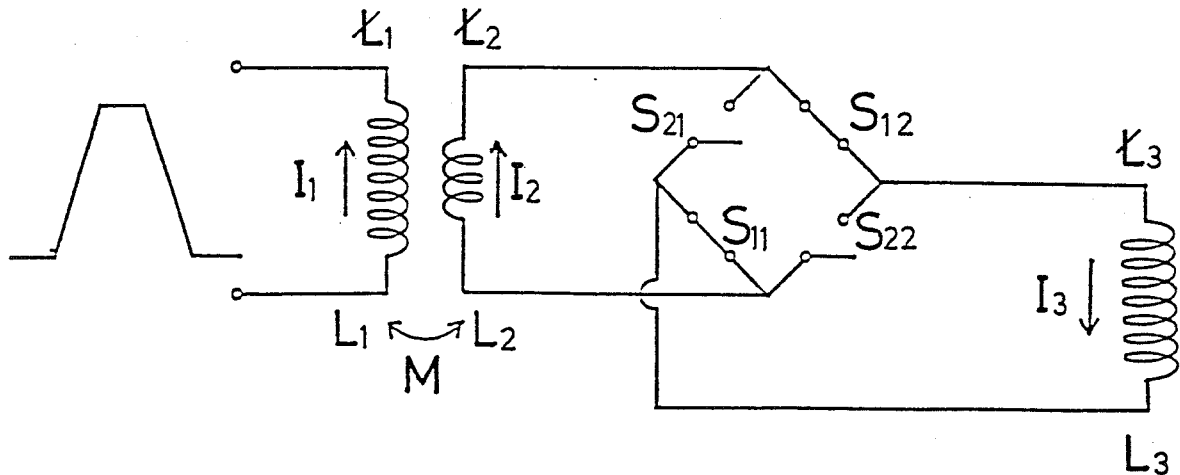


Fig.2- 7

- L_1 : 超電導トランス1次コイル
- L_2 : 超電導トランス2次コイル
- L_3 : 超電導負荷コイル
- $S_{11\sim 22}$: 超電導スイッチ（ブリッジ型全波整流回路）
- I_1 : 超電導トランス1次電流
- I_2 : 超電導トランス2次電流
- I_3 : 超電導負荷コイル電流
- L_1 : 超電導トランス1次インダクタンス
- L_2 : 超電導トランス2次インダクタンス
- M : 超電導トランス相互インダクタンス
- L_3 : 超電導負荷コイルインダクタンス

オルセン = デバイスには多くの種類が存在するが、いずれも超電導トランスと超電導整流回路、そして超電導負荷コイルより構成されており、整流制御装置及び負荷電流モニター装置を伴っている。また電源装置としては、定電流出力モードをもつものが用いられる。

(3) 励磁操作及び励磁電流

初期状態として、(Fig. 2-7)において、超電導トランス二次側の超電導スイッチのうちの一組 S_1 (S_{11} & S_{12}) が閉じており、負荷電流 (I_3) 及び二次電流 (I_2) が永久電流として (2-7) 式を満たし流れているものとする。

$$I_3 = I_{30} = I_{20} = I_2 \quad (2-7)$$

ここで、負荷電流 I_3 が増大する方向に一次電流 I_1 を流し、二次側超電導スイッチ S_2 (S_{21} & S_{22}) も閉じ定常状態とする。超電導トランスの一次電流 I_1 と二次電流 I_2 に対して、それぞれの側のコイル (巻線) を貫く磁束を ϕ_1 , ϕ_2 とするとき、それらの関係は (2-8, 9) 式で与えられる。

$$\phi_1 = L_1 I_1 - M I_2 \quad (2-8)$$

$$\phi_2 = M I_1 - L_2 I_2 \quad (2-9)$$

$$I_1 = I_{10} + \Delta I_1, \quad I_2 = I_{20} + \Delta I_2 \quad \text{として,}$$

$$\Delta \phi_1 = L_1 \Delta I_1 - M \Delta I_2 \quad (2-10)$$

$$\Delta \phi_2 = M \Delta I_1 - L_2 \Delta I_2 \quad (2-11)$$

励磁状態 ($I_1: I_{10} \rightarrow I_{10} + \Delta I_1$) において、超電導トランス二次側に発生する相互誘導による起電圧を V_2 とし、また負荷電流 I_3 が増大することによって発生する自己誘導による起電圧を V_3 とすれば、 V_2 及び V_3 は、(2-12~14)式の関係を満たさなければならぬ。尚、電圧の方向は (Fig. 2-8) の通りである。

$$V_2 = -\frac{d}{dt} \phi_2 = -\frac{d}{dt} (M I_1 - L_2 I_2) \quad (2-12)$$

$$V_3 = -\frac{d}{dt} \phi_2 = -\frac{d}{dt} L_3 I_3 \quad (2-13)$$

$$V_2 = V_3 \quad (2-14)$$

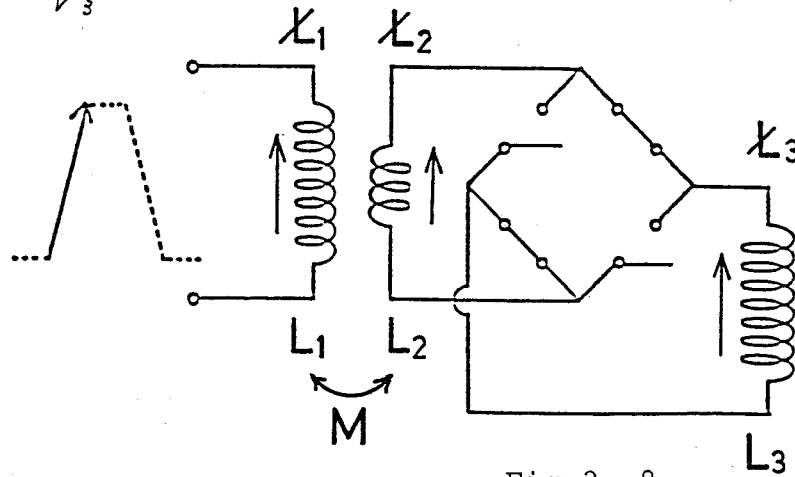


Fig.2-8

以上より、

$$-\frac{d}{dt} (M I_1 - L_2 I_2) = -\frac{d}{dt} L_3 I_3 \quad (2-15)$$

故に、

$$M \Delta I_1 = L_2 \Delta I_2 + L_3 \Delta I_3 \quad (2-16)$$

$I_2 = I_3$, $\Delta I_2 = \Delta I_3$ なので

$$\Delta I_3 = \frac{M}{L_3 + L_2} \cdot \Delta I_1 \quad (2-17)$$

(2-17) 式により、1次電流の増分 ΔI_1 に対する励磁電流の増分 ΔI_3 の関

係が示される。特に本論文では I_{1ex} を 1次電流幅 (励磁1次電流値領域幅) I_{3ex} を励磁幅 (励磁負荷電流値増大幅) と呼んでいる。また (2-17) 式は、(2-18) 式に書き換えられる。

$$I_{3ex} = \frac{n_{12}}{k+1} \cdot I_{1ex} \tag{2-18}$$

$$k \stackrel{\text{def}}{=} \frac{L_3}{L_2} \quad (\text{負荷インダクタンス比の値}) \tag{2-19}$$

n_{12} : 超電導トランス1次対2次巻線比の値

(4) 転流操作及び転流損失

励磁操作が、超電導トランス2次側電流 (I_2) の方向と負荷電流 (I_3) の方向を一致させた状態で、1次側の電流 (I_1) を変化させ2次回路の電流を増大させることであつたのに対し、転流操作は、操作後に1次電流を変化させるとき、負荷電流が増大するように、2次コイルに流れている電流の方向を制御する操作である。転流操作の方式は、大きく分けて2種類存在し、それぞれ“抵抗転流方式” また “誘導転流方式” と呼ばれている。この節では原理的に簡単な抵抗転流方式に関して述べ、転流による負荷電流の減少 (転流損失) に関するパラメータを定義する。

初期状態 (転流前の状態) として、先の(3)節で述べた励磁操作後の定常状態を考える。このとき、超電導トランス1次側には1次電流 (I_1) が定電流電源より供給されているが、定電流的であるためハイインピーダンスであり、2次側からは開放状態と見なされる。また、転流後には、1次電流の方向を逆転させることにより励磁が行なわれるものとする。尚、電源装置の最大出力電流値は、 $\pm I_{max}$ とする。

(Fig. 2-9) は、励磁操作の終了した状態であり、1次電流値は、電源装置の最大出力電流値 I_{1max} となっている。(Fig. 2-10) は、全ての超電導スイッチを超電導状態 (ON) とした状態であり、定常的である。トランス二次側回路には種々の浮遊インダクタンスが存在するため、この状態では、スイッチ S_2 (S_{21} と S_{22}) には電流は流れない。2次電流及び負荷電流の方向等は、(Fig. 2-9, 10) に示す通りである。

ここで、超電導スイッチ S_1 を常電導状態 (遮断状態, OFF) とすれば、負荷電流 I_3' は、閉回路 ($L_2 - S_2 - L_3$) を流れるように転流される。そのため、コイル L_2 を流れる電流の方向は逆転し、転流操作前とは逆方向の1次電流の変化が励磁負荷電流 I_3 増大の順方向となる。(Fig. 2-11)

転流前の2次電流及び負荷電流を (I_2, I_3)、転流後を (I_2', I_3') とすれば、起電圧の関係式 (2-12~14) より、以下の関係式が得られる。

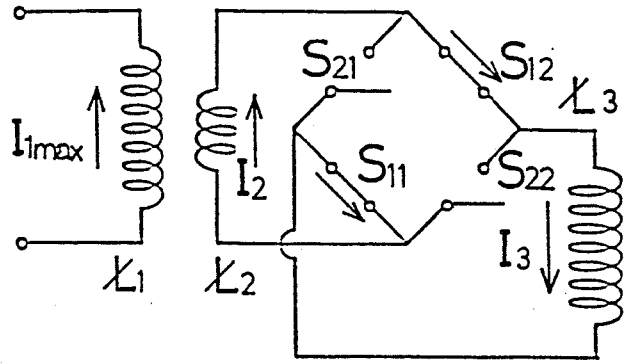


Fig.2-9

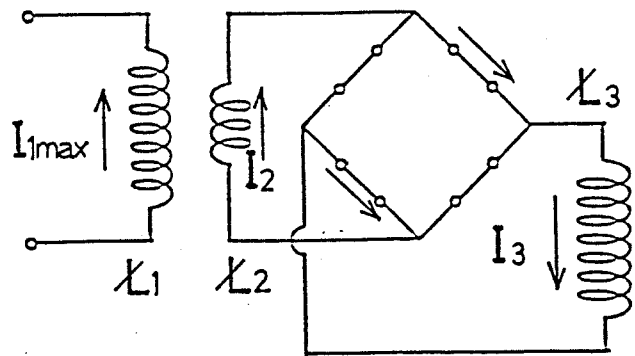


Fig.2-10

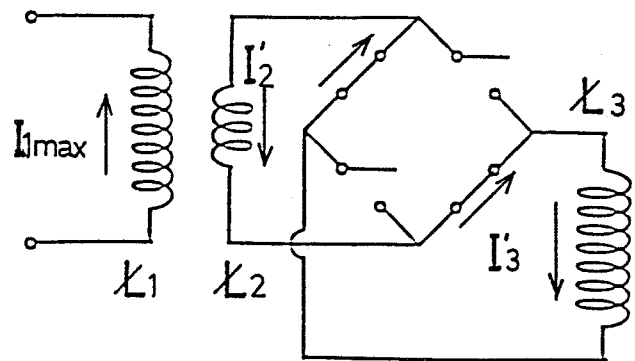


Fig.2-11

$$\frac{d}{dt} L_2 I_2 = \frac{d}{dt} L_3 I_3 \quad (2-20)$$

$$L_2 \Delta I_2 = L_3 \Delta I_3 \quad (2-21)$$

$$I_2 = I_3, \quad I_2' = -I_3' \quad (2-22)$$

故に,

$$I_2' = -I_3' = -\frac{L_3 - L_2}{L_3 + L_2} I_3 \quad (2-23)$$

更に,

$$I_3' = \frac{L_3 - L_2}{L_3 + L_2} \cdot I_3 \stackrel{\text{def}}{=} \alpha \cdot I_3 \quad (2-24)$$

$$\alpha = \frac{k - 1}{k + 1} \quad : \quad \text{転流係数} \quad (2-25)$$

以上より, 転流係数(α)を定義すれば, 転流により負荷電流 I_3 は I_3' に減少することがわかる。またフラックスポンプとして動作するためには, 転流係数が正の値を取ることが必要であり, 1に近い程好ましい。

$$0 < \alpha < 1 \quad (2-26)$$

故に, $1 < k$ (2-27)

$$L_2 < L_3 \quad (\text{オルセン = デバイス必要条件}) \quad (2-28)$$

抵抗転流における負荷電流の減少分を損失電流として, $I_{3\text{loss}}$ (I_{loss}) と表わせば, (2-29)式となる。

$$I_{\text{loss}} = \frac{2L_2}{L_3 + L_2} \cdot I_3 = \frac{2}{k+1} \cdot I_3 \quad (2-29)$$

(2-29)式より, 負荷電流 I_3 の増大に従って損失電流 I_{loss} も増大するこ

と分かる。また (2-18) 式より、励磁負荷電流値幅 ΔI_3 の最大値は、電源装置の最大出力電流値 I_{1max} によって決定され有限であるため、最大励磁負荷電流値 I_{3max} は I_{1max} に依存することが理解される。

以上に、最も単純化したモデルによる、励磁と転流の操作と概念について述べた。以下に、浮遊インダクタンスの効果について述べる。

(5) 浮遊インダクタンスに関する考慮

(3), (4) 節において、各式を導にあたり、浮遊インダクタンス及び超電導スイッチのインダクタンスは全く考慮していない。そのため (2-1~29) までの式に $L_1 \sim L_3$ の値、他を代入し計算しても、 $L_1 \sim L_3$ の値が浮遊インダクタンス等の値に比べ十分大きくなり場合、実験値とは良い一致を見ない。そこで本論文においては、浮遊インダクタンス、スイッチングエレメントのインダクタンス等、トランス二次回路における L_2, L_3 以外の全てのインダクタンスをまとめて、補正インダクタンス L_c と考え、以下に示す方法で考慮している。

- 1) 励磁動作状態においては、 L_c は 負荷インダクタンス L_3 に含まれる。
- 2) 転流動作状態においては、 L_c は 二次インダクタンス L_2 に含まれる。

故に、(2-17, 24) 式は 次のように書きかえることができる。

$$(2-17) \quad \Delta I_3 = \frac{M}{(L_3 + L_c) + L_2} \cdot \Delta I_1 \quad (2-30)$$

$$(2-24) \quad I_3' = \frac{L_3 - (L_2 + L_c)}{L_3 + (L_2 + L_c)} \cdot I_3 \quad (2-31)$$

本節に示した(1)、(2)の原則に従えば、全ての式において補正インダクタンスを導入することが可能であるので、本論文において以後の章では、特に、浮遊インダクタンス等に関する考察は行わない。

(6) まとめ

本章では、レンツの法則より導かれるフラックスポンプの基本原理を与える式(2-6)式を示し、一般的なオルセンデバイス構成を示した。

$$\Delta I = -\frac{1}{L} \cdot \Delta \phi \quad (2-6)$$

ΔI : 超電導閉回路内の永久電流の変化分

$\Delta \phi$: 超電導閉回路内の磁束の変化分

また、励磁動作及び抵抗転流動作における、トランス1次電流 I_1 の変化と負荷電流 I_3 の変化の関係を導いた。(2-17, 24)

$$\text{励磁} : \Delta I_3 = \frac{M}{L_3 + L_2} \cdot \Delta I_1 \quad (2-17)$$

$$\text{転流} : I_3' = \frac{L_3 - L_2}{L_3 + L_2} \cdot I_3 \quad (2-24)$$

L_2 : トランス2次コイルの自己インダクタンス

L_3 : 負荷コイルのインダクタンス

M : トランスの相互インダクタンス

I_3' : 転流後の負荷電流値

以後、本論文で用いる誘導比 k と転流係数 α を定義した。

$$k \stackrel{\text{def}}{=} \frac{L_3}{L_2} \quad (2-19)$$

$$\alpha \stackrel{\text{def}}{=} \frac{k-1}{k+1} \quad (2-25)$$

トランス 2 次回路の浮遊インダクタンス及び超電導スイッチのインダクタンスをまとめた補正インダクタンス L_c を考慮した場合 (2-17, 24) 式が、(2-30, 31) 式のように書きなおされることを示した。

$$\Delta I_3 = \frac{M}{(L_3 + L_c) + L_2} \cdot \Delta I_1 \quad (2-30)$$

$$I_3' = \frac{L_3 - (L_2 + L_c)}{L_3 + (L_2 + L_c)} \cdot I_3 \quad (2-31)$$

第3章 非飽和型オルセン=デバイスの動作

本章では、非飽和型(定インダクタンス型—主に空心)超電導トランスを用いたオルセン=デバイスの動作を論ずる。特に、整流方式は、ブリッジ型全波整流方式とし、第2章・第2節で与えた (Fig. 2-7) をダイアグラムとする型式のものについて考察する。尚、 $L_1 \sim L_3$, $L_1 \sim L_3$, $I_1 \sim I_3$, 他に関する定義についても第2章と同様である。

(1) オルセン=デバイスの動作図

オルセン=デバイスには、多くの型式(負荷, 整流回路, 他)が存在し、数種的方式(整流方式, 他)により運転されている。(Ref. 5) これら全てのオルセン=デバイスの動作を、視覚的に理解しやすく記述するための動作図(励磁チャート)も塩見と松崎により考案したので、以下その動作図に関して述べる。

従来、オルセン=デバイス等の動作状態の記述は、横軸に時間をとり、縦軸に1次、2次及び負荷電流値をとるにより記述されてきた。しかし、このような時間的变化を中心とした記述方法では、動作状態(トランスの飽和・非飽和、整流-励磁)の変化を視覚的に直接示すことは困難であった。そこで、我々は、オルセン=デバイスの運転が定電流的に進められる限り、時間的变化は周期的なものであるため、時間軸を陽に与える必要は無いと考え、横軸に1次電流値を、そして縦軸に2次電流値をとり動作点を表わす記述方を考察した。この1次及び2次電流値による記述方を用いれば、超電導トランスの型式等の相異も視覚的に理解しやすく表わすことが可能であり、種々の整流方式による動作の異差も明確に記述することが可能である。

オルセン=デバイスにおける1次電流 (I_1) と2次電流 (I_2) の関係は、2次側回路の状態により異なる。

(i) 超電導トランス2次側回路において、負荷コイル L_3 が2次コイル L_2 と直列である場合、トランスの負荷は誘導的であり、1次電流 I_1 と2次電流 I_2 の関係は (3-1) 式で与えられる。

$$\Delta I_2 = \frac{M}{L_3 + L_2} \cdot \Delta I_1 = \frac{\kappa_{12}}{\kappa_2 + 1} \cdot \Delta I_1 \quad (3-1)$$

$$I_3 = |I_2| \quad (3-2)$$

(ii) 超電導トランス2次側回路において、負荷コイル L_3 と2次コイル L_2 がそれぞれ並列的に短絡状態 (全ての超電導スイッチが閉じている状態) である場合、トランスの負荷は非誘導的 (純抵抗的-超電導短絡) であり、1次電流 I_1 と2次電流 I_2 の関係は (3-3) 式で与えられる。

$$\Delta I_2 = \frac{M}{L_2} \cdot \Delta I_1 = \kappa_{12} \cdot \Delta I_1 \quad (3-3)$$

$$\Delta I_3 = 0 \quad (3-4)$$

(ii) の場合、負荷電流は変化せず、永久電流として一定であり、この特性が、誘導転流方式に利用される。

(i) の状態から (ii) の状態への変化によって $I_1 \sim I_3$ は変化しないが、(ii) の状態から (i) の状態への変化は、磁束の保存条件 (3-5) 式を満たすように I_2 , I_3 が変化する。

$$L_2 \cdot I_2 + L_3 \cdot I_3 \Rightarrow L_2 \cdot I_2' + L_3 \cdot I_3' \quad (3-5)$$

$$= (L_2 + L_3) \cdot I_3', \quad (I_2' = I_3') \quad (3-6)$$

先の状態 (i), (ii) の条件を考慮して、動作図 (Fig. 3-1) を与える。この動作図上に動作点 P を考えるとき、トランス二次回路において、コイル L_2 と L_3 が直列であるとき、 $P(I_1, I_2)$ は直線 l_1 と平行に移動することが可能である。この場合 (3-2) 式より負荷電流 I_3 は二次電流の絶対値により与えられる。トランス二次回路において、コイル L_2 と L_3 が短絡並列であるとき、 P は l_2 と平行に移動することが可能であり、 I_3 は P が移動する前の値を保つ。

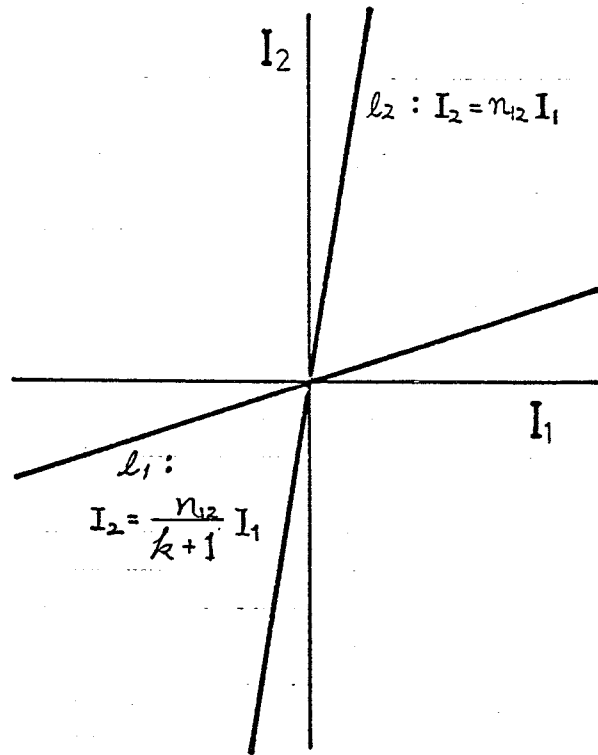


Fig.3-1

抵抗転流操作においては、トランス一次側が高インピーダンスである場合、転流に伴う回生は起らないので一次電流 I_1 は変化せず、コイル L_3 から見た負荷はトランス二次コイル L_2 であり、動作点 $P(I_1, I_2)$ は I_2 軸と平行に移動する。トランス一次側のインピーダンスが低く、転流による回生電流が流れる場合、また、電源装置の応答特性が優秀でない場合等には、動作点は雑雑に移動するので、その都度考察していく。

(2) 抵抗転流方式によるオルセン・デバイスの動作

超電導負荷コイル L_3 を励磁するための選転操作手順は、(Fig. 3-2~4)に示すとおりであり、この操作を順方向に周期的に行うことにより、励磁負荷電流 I_3 はしだいに増大してゆき、負荷コイルは高励磁状態となる。

(Fig. 3-2)は、励磁動作状態であり、トランス1次電流 I_1 を負荷電流 I_3 の増大する方向に変化増大させている(超電導スイッチは1組 S_1 のみ閉じている-ON状態)。次に、1次電流 I_1 の最大電流値 I_{1max} において、2次側超電導スイッチを全て超電導状態(ON)とし閉じ、(Fig. 3-3)の永久電流状態とする。更に次の段階として、(Fig. 3-4)に示すように、(Fig. 3-2)の状態において閉じていた側のスイッチ S_2 (S_{21} と S_{22})を開く(常電導状態とする)ことにより、2次コイル電流 I_2 の方向を逆転させる。

(Fig. 3-3)の状態から、(Fig. 3-4)の状態への変化操作が転流操作であり、特に、この場合のように、超電導スイッチを常電導状態とすることにより、抵抗的に永久電流を遮断し転流を実現させる方式を、抵抗転流方式と呼んでいる。

励磁負荷電流 I_3 の回生は、(Fig. 3-2~4)の操作を逆方向に周期的に行うことで為され、この場合もやはり、抵抗転流方式による回生と呼ばれる。

動作図上の動作点の移動により励磁過程を表わした図が(Fig. 3-5)である。この動作図において、動作点はアルファベット順に $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow D$ と移動しており、 $A \rightarrow B$ 、 $C \rightarrow D$ 等の移動が励磁操作によるものであり、また $B \rightarrow C$ 、 $D \rightarrow E$ 等の移動は転流操作によるものである。

抵抗転流方式においては、常に負荷電流 I_3 は2次電流 I_2 と一致しており、 $I_{3A} = 0$ とすれば、 $0 \rightarrow I_{3B}$ 、 $I_{3C} \rightarrow I_{3D}$ と増大している。尚(3-7)式を与える。

$$I_{3C} = \alpha \cdot I_{3B} \quad (3-7)$$

第2章で求めた励磁と転流の関係式は以下のとおりである。

$$\Delta I_3 = \frac{n_{12}}{k+1} \cdot \Delta I_1 \quad (3-8)$$

$$I_{\text{loss}} = \frac{2}{k+1} \cdot I_3 \quad (3-9)$$

ここで、第 n 回目の励磁動作において、励磁後の負荷電流 I_3 を $I_3(n)$ 、また第 n 回目の転流損失電流を $I_{\text{loss}}(n)$ 、転流後の負荷電流を $I_3'(n)$ とする。また、(3-10)式を定義し、超電導トランス1次側電源装置の最大出力電流を $\pm I_{\text{imax}}$ とすれば、励磁1次電流値幅を I_{ex} として以下の式を得る。

$$I_{\text{ex}}(n) \stackrel{\text{def}}{=} I_3(n) - I_3(n-1) \quad (3-10)$$

$$I_{\text{ex}}(n) = \frac{n_{12}}{k+1} \cdot 2 I_{\text{imax}} - I_{\text{loss}}(n-1) \quad (3-11)$$

$$I_{\text{ex}}(1) = \frac{n_{12}}{k+1} \cdot I_{\text{imax}} \quad (3-12)$$

$$\therefore I_{\text{ex}}(n) = 2 I_{\text{imax}} \quad , \quad I_{\text{ex}}(1) = I_{\text{imax}} \quad (3-13)$$

故に、

$$I_3(n) = \alpha \cdot I_3(n-1) + \frac{n_{12}}{k+1} \cdot 2 I_{\text{imax}} \quad (3-14)$$

故に、

$$I_3(n) = (1 - \alpha^{n-1}) n_{12} I_{\text{imax}} + \alpha^{n-1} I_3(1) \quad (3-15)$$

$$I_3(1) = \Delta I_3(1) \quad \text{より}$$

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k}{k-1} \alpha^n\right) n_{12} I_{\text{imax}} \quad (3-16)$$

ここで、最大励磁負荷電流値 I_{3max} 及び励磁率 ρ を以下のように定義する。

$$I_{3max} \stackrel{\text{def}}{=} \eta_{12} \cdot I_{max} \quad (3-17)$$

$$\rho \stackrel{\text{def}}{=} 1 - \frac{k}{k-1} \alpha^n \quad (n \geq 1) \quad (3-18)$$

故に、

$$I_3(n) = \rho \cdot I_{3max} \quad (n \geq 1) \quad (3-19)$$

(3-19) 式により、励磁負荷電流の変化が記述される。

また、転流による電力損失を $E_{loss}(n)$ とすれば以下の式が得られる。

$$E_{loss}(n) = \frac{1-\alpha^2}{2} L_3 I_3^2(n) \quad (3-20)$$

$$= \frac{2k}{(k+1)^2} L_3 I_3^2(n) \quad (3-21)$$

更に、第 n 回目の励磁終了までの損失の和を $P_{loss}(n)$ とすれば次の式が得られる。

$$P_{loss}(n) = \sum_{n=1}^{n-1} E_{loss}(n) \quad (3-22)$$

$$= \left\{ n - \left(\frac{1}{k-1}\right)^2 - k \frac{1-\alpha^n}{\alpha} + \frac{k^2}{4} \frac{1-\alpha^{2n}}{\alpha^2} \right\} \frac{2kL_3}{k+1} (\eta_{12} I_{max})^2 \quad (3-23)$$

以上、(3-16, 19, 21, 22) 式により、抵抗転流方式によるオルセン = デバイスの動作は記述される。

尚、上記の電力損失は、転流時に、超電導スイッチの常電導抵抗による発熱として現われる。

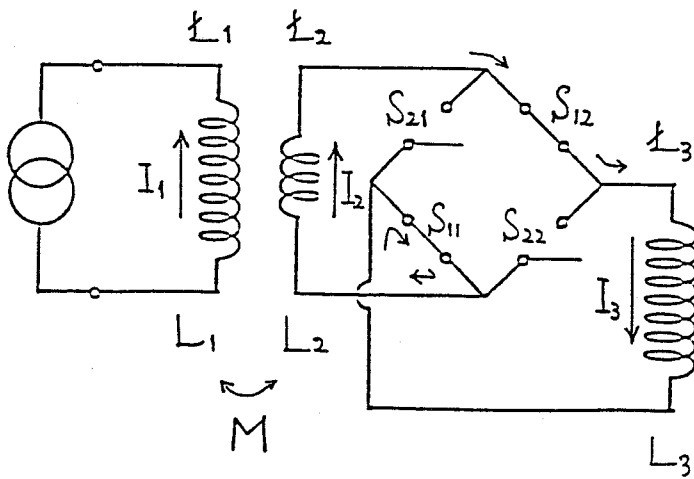


Fig.3- 2

励磁動作状態

$$I_3(m) = I_3'(m-1) + \Delta I_3(m)$$

$$\Delta I_3(m) = \frac{n_{12}}{k+1} \Delta I_1$$

$$n_{12} = (L_1 \cdot L_2)^{1/2}$$

$$k = L_3 / L_2$$

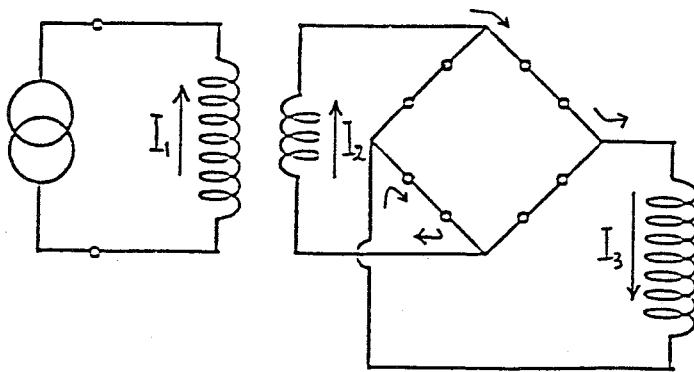


Fig.3- 3

定常状態

$$I_3 = I_2$$

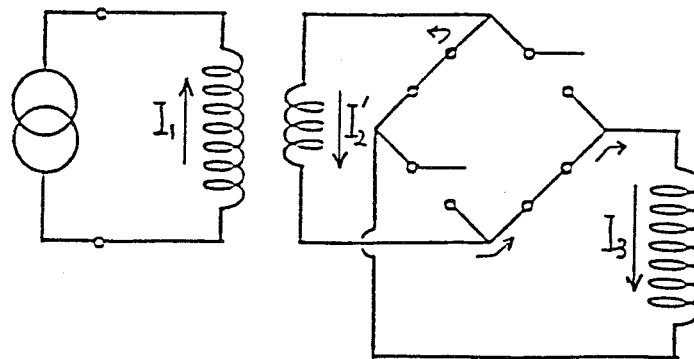


Fig.3- 4

転流動作状態

$$I_3'(m) = \frac{k-1}{k+1} I_3(m)$$

$$I_{3loss}^{(m)} = \frac{2}{k+1} I_3(m)$$

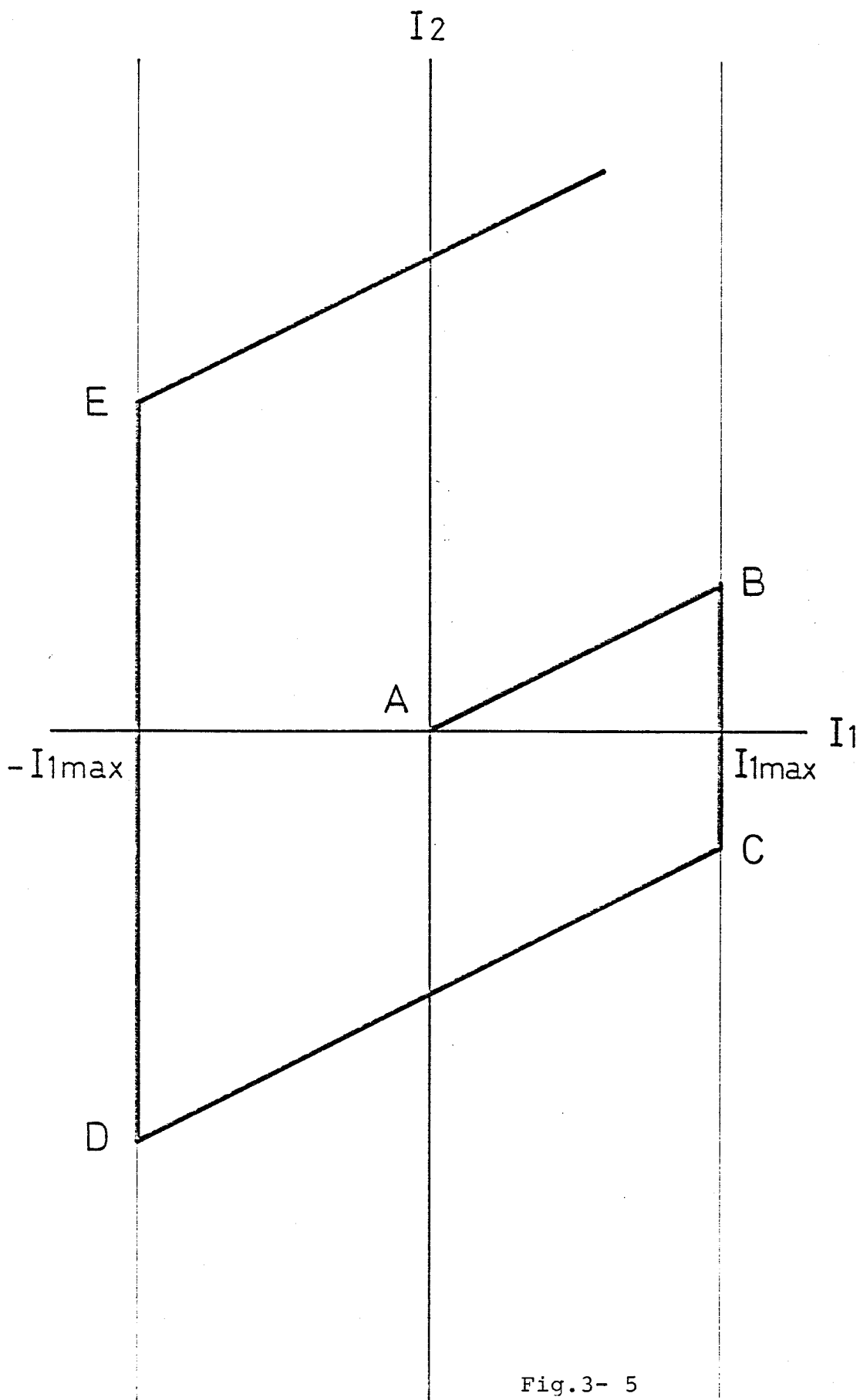


Fig.3- 5

(3) 誘導転流方式によるオルセン・デバイスの動作

誘導転流方式により負荷コイル L_3 を励磁するための運転操作の手順は、(Fig. 3-6~9)に示すとおりであり、この操作を順方向に周期的に行うことにより、励磁負荷電流 I_3 を増大させ、負荷コイルを高励磁状態とすることが可能である。

(Fig. 3-6)は、励磁動作状態であり、抵抗転流方式における(Fig. 3-2)と全く同じである。次に、1次電流 I_1 の最大電流値 I_{1max} において、2次側超電導スイッチを全て超電導状態とし、負荷コイル L_3 と超電導トランスを電磁的に切り離す。(Fig. 3-7) (Fig. 3-7)は、抵抗転流方式における(Fig. 3-3)と同等であるが、その性格は全く異なっている。更に次の段階として、誘導転流方式においては、2次側回路の状態は変えず、1次電流 I_1 を減少させることにより、2次電流 I_2 の流れている方向を逆転させる。(Fig. 3-8) そして、(Fig. 3-9)に示すように、2次電流 I_2 と負荷電流 I_3 の方向を一致させるように超電導スイッチ S_2 (S_{21} & S_{22})を開く。このとき、2次電流 I_2 と負荷電流 I_3 の大きさが一致していれば、負荷コイル L_3 とトランス2次コイル L_2 の間での電力の受渡しは起こらず、故に、転流による負荷電流 I_3 の減少は発生しない。

以上が誘導転流の手法と原理である。トランス1次側より電流制御を行ない、負荷電流 I_3 の損失を避ける手方であるが、損失の発生を完全に防ぐためには、1次電流の正確な制御が必要であり、容易ではない。以下に、トランスを理想的なものと考えた場合の制御について述べる。

転流前の(Fig. 3-7)の状態において、超電導トランス2次側コイル L_2 を磁束 ϕ_2 が貫いているものとする。

$$\phi_2 = L_2 I_3 (= L_2 I_2) \quad (3-24)$$

次に、(Fig. 3-8)において、1次電流を I_1 から I_1' へと変化させ、コイル L_2 を貫いている磁束を ϕ_2' へと変化させる。このとき、2次回路において、負

荷コイルと I_3 は、完全に分離されており、1次電流 I_1 と2次電流 I_2 の関係は、(3-3)式で与えられるため(3-25, 26)式を得る。

$$\phi_2' = L_2 I_2' \quad (3-25)$$

$$\begin{aligned} \Delta\phi_2 &= \phi_2' - \phi_2 = L_2 (I_2' - I_2) \\ &= L_2 n_{12} (I_1' - I_1) = L_2 n_{12} \Delta I_1 \quad (3-26) \end{aligned}$$

ここで、(3-27)式の条件を与え、以下のように、制御1次電流値幅 I_{1com} を定義する。

$$\phi_2' = -\phi_2 \quad (3-27)$$

$$-2\phi_2 = L_2 n_{12} \cdot I_{1com} \quad (3-28)$$

更に、(3-24)式より、

$$-2L_2 I_3 = L_2 n_{12} \cdot I_{1com} \quad (3-29)$$

故に、

$$I_{1com} \stackrel{\text{def.}}{=} \frac{-2}{n_{12}} \cdot I_3 \quad (3-30)$$

$|I_{1com}|$: 誘導転流制御1次電流値幅

以上より、誘導転流終了時の1次電流値を I_1' とすれば(3-31)式として与えられる。

$$I_1' = I_1 + I_{1com} = I_1 - \frac{2}{n_{12}} I_3 \quad (3-31)$$

転流終了後は、(Fig. 3-6)とは逆方向(転流制御方向)に1次電流を変化増大させることで、次の励磁動作状態とすることが可能である。

励磁電流 I_3 の回生動作においては、抵抗転流方式の場合と同様に、(Fig. 3-6~9)の操作を逆方向に周期的に行うことで可能であるが、抵抗転流方式における場合のように、後動的な負荷に対する入力電流として回生電流を用いることは不可能である。このことは、誘導転流方式がインバータ制御(位相制御)のアナロジーとしてとらえられることから明らかである。

誘導転流方式による励磁操作を表わした動作図は (Fig. 3-10) として示すとおりである。動作点の移動は、抵抗転流方式の動作図と同様に $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow$ とアルファベット順である。同様に、 $A \rightarrow B$, $C \rightarrow D$, 等が励磁動作による移動を表わし、 $B \rightarrow C$, $D \rightarrow E$, 等は転流動作による移動を表わしている。

(Fig. 3-10) から明らかなように、誘導転流方式においては、電源装置から超電導トランス 1 次側に供給される最大 1 次電流値幅 ($\Delta I_1 = 2 I_{1max}$) が、励磁 1 次電流値幅 I_{1ex} と誘導転流制御電流値幅 I_{1com} とに分割されるため、抵抗転流方式とは異なる原理によるが、励磁負荷電流 I_3 の増大に伴い、比例的に I_{1com} が増大し、そして、 I_{1ex} が減少してゆき、(3-32, 33) 式で与えられる最大励磁負荷電流値 I_{3max} が決定される。

$$|I_{1com}| = 2 I_{1max} \quad (3-32)$$

(3-30) 式より、

$$I_{3max} = \eta_{12} \cdot I_{1max} \quad (3-33)$$

(3-33) 式は、(3-17) 式として、抵抗転流方式において求めた式と同じであり、最大励磁負荷電流値 I_{3max} は、いずれの方式においても同じ値であることがわかる。しかしながら、この結果は、オルセン・デバイスにおける超電導整流回路として、ブリッジ型全波整流方式のものを用いたからであり、センタータップ型超電導トランスによる両波整流方式を用いた場合は、異なる結果となる。センタータップ型トランスを用いる場合については、本章の第 7 節において述べる。

以下、誘導転流方式によりオルセン・デバイスを運転した場合の、励磁負荷電流の増大する様子を考察する。

励磁と転流における関係式は (3-34, 35) として与えらるゝりである。

$$\Delta I_3 = \frac{\eta_{12}}{k_2 + 1} \cdot \Delta I_1 \quad (3-34)$$

$$I_{1ex} = 2I_{1max} + I_{1com} = 2 \left(I_{1max} - \frac{1}{\mu_{12}} \cdot I_3 \right) \quad (3-35)$$

ここで、第 n 回目の励磁動作において、励磁後の負荷電流 I_3 を $I_3(n)$ 、また、そのときの励磁1次電流値幅を $I_{1ex}(n)$ 、第 n 回目の誘導転流制御電流幅を $I_{1com}(n)$ とする。尚、1次側電源装置の最大出力電流値は $\pm I_{1max}$ である。

$$I_{3ex}(n) \stackrel{\text{def.}}{=} \frac{\mu_{12}}{k+1} \cdot I_{1ex}(n) \quad (3-36)$$

$$I_{1ex}(n) = 2I_{1max} + I_{1com}(n-1) \quad (3-37)$$

$$I_{1com}(n) = -\frac{2}{\mu_{12}} \cdot I_3(n) \quad (3-38)$$

故に、

$$I_{3ex}(n) = \frac{2}{k+1} \{ \mu_{12} I_{1max} - I_3(n-1) \} \quad (3-39)$$

故に、

$$I_3(n) = \alpha I_3(n-1) + \frac{2}{k+1} \mu_{12} I_{1max} \quad (3-40)$$

故に、

$$I_3(n) = \mu_{12} I_{1max} + \alpha^{n-1} \{ I_3(1) - \mu_{12} I_{1max} \} \quad (3-41)$$

$$I_3(1) = \frac{\mu_{12}}{k+1} \cdot I_{1max} \quad \text{より、} \quad (3-42)$$

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k}{k-1} \alpha^n \right) \cdot \mu_{12} I_{1max} \quad (3-43)$$

(3-43)式において、 $n \rightarrow \infty$ とすれば、 $I_{3max} = \mu_{12} I_{1max}$ となり、(3-33)式と一致する。また、(3-43)式は、(3-16)式と全く同じであり、誘導転流方式と抵抗転流方式は、励磁負荷電流の増大してゆく様子も、最大励

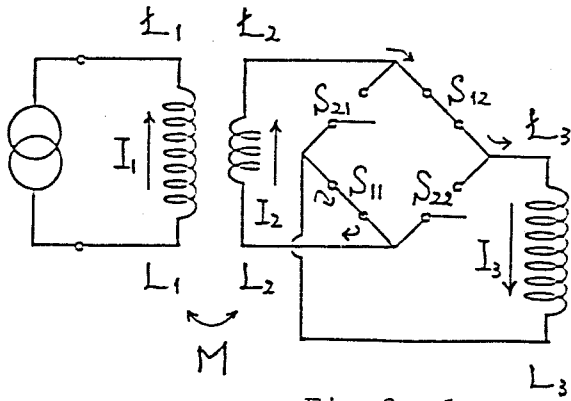


Fig.3- 6

勵磁動作狀態

$$I_3(n) = I_3(n-1) + \Delta I_3(n)$$

$$\Delta I_3(n) = \frac{n_{L2}}{R + 1} I_{1ex}(n)$$

$$I_{1ex}(n) = 2I_{1max} - \frac{2}{n_{L2}} I_3(n-1)$$

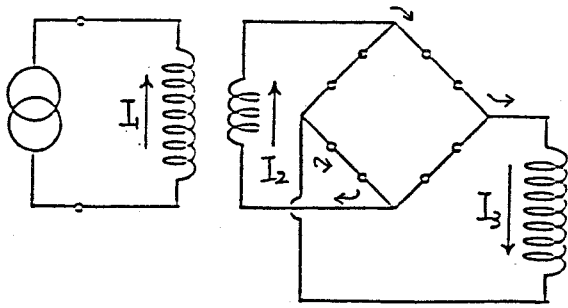


Fig.3- 7

定常狀態

$$I_3 = I_2$$

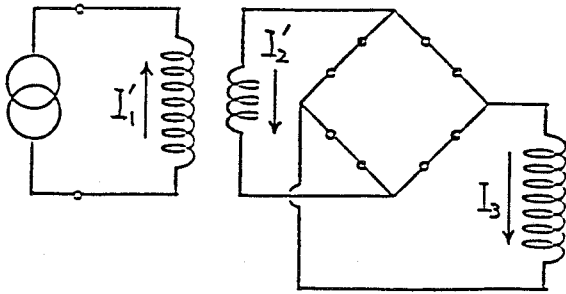


Fig.3- 8

誘導轉流動作狀態

$$I_2'(n) = -I_2(n)$$

$$I_1'(n) = 2I_{1max} + I_{1com}(n)$$

$$I_{1com}(n) = -\frac{2}{n_{L2}} I_3(n)$$

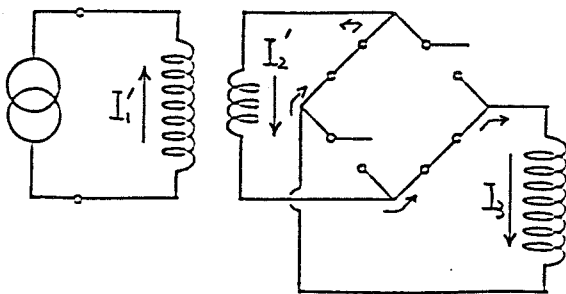


Fig.3- 9

誘導轉流終了狀態

$$I_2'(n) = I_3(n)$$

$$I_1'(n) = 2I_{1max} - \frac{2}{n_{L2}} I_3(n)$$

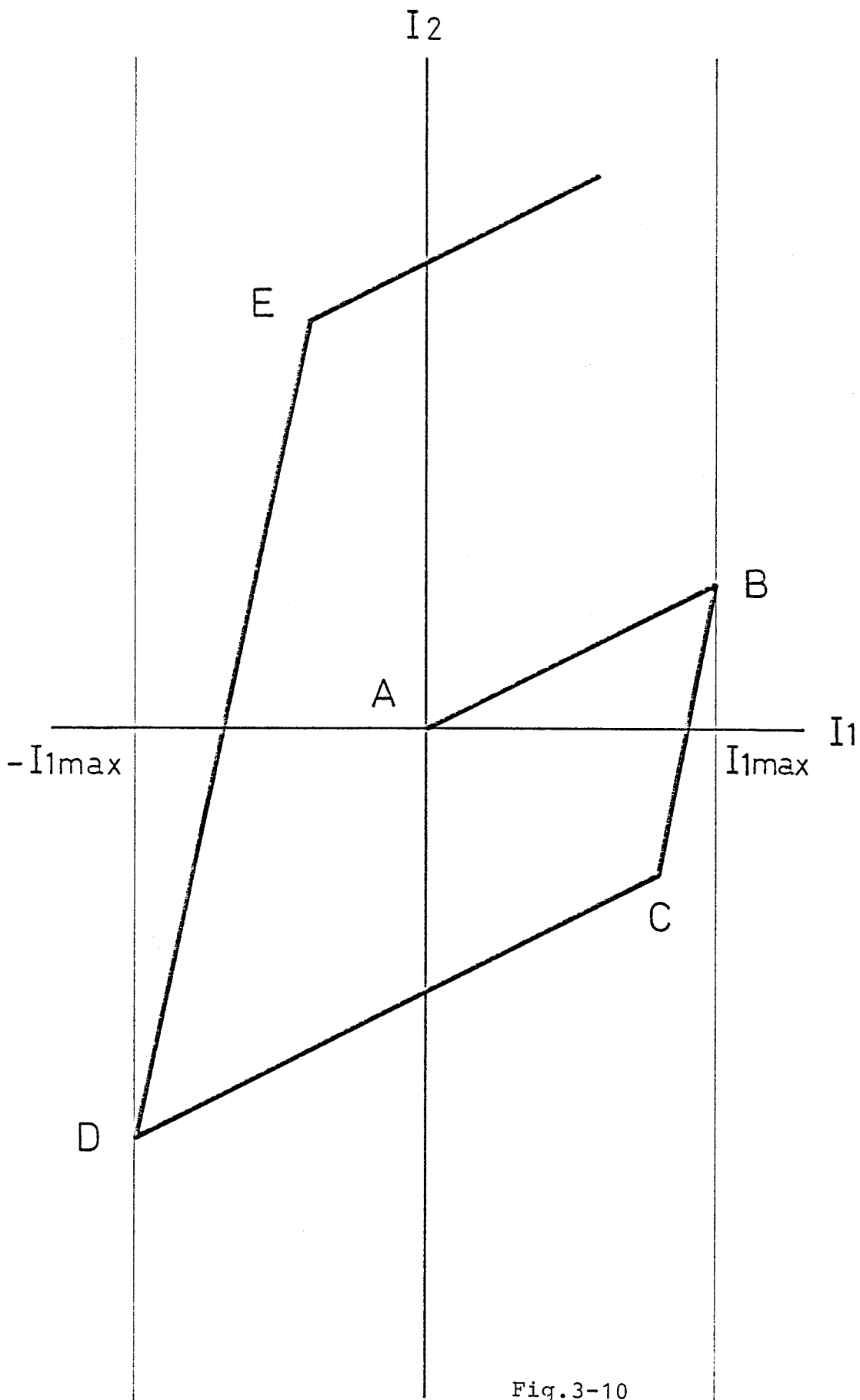


Fig.3-10

磁負荷電流値と同様に全く同じであることが分かる。ただし、抵抗転流方式においては、負荷電流 I_3 は常に二次電流 I_2 に一致していたが、誘導転流方式においては、励磁動作状態においてのみ負荷電流 I_3 と二次電流は一致しており、転流動作状態においては一致してはいない。また、転流動作に伴う、超電導スイッチの常電導抵抗による損失は誘導転流方式において存在しない。

以上を考慮すれば、オルセン・デバイスの特性は、(3-16)式によって評価できることが理解される。以下、抵抗転流方式及び誘導転流方式のバリエーションについて考察するまえに、非飽和型オルセン・デバイスの設計と評価を述べる。

(4) 非飽和型オルセン・デバイスの設計

(3-16)式を変形し、(3-44)式を得る。

$$n = \frac{\log \left\{ (1-p) \frac{k-1}{k} \right\}}{\log \alpha} \quad (3-44)$$

また、 $p = 1 - \frac{k}{k-1} \alpha^n$ (3-18)

$$\alpha = \frac{k-1}{k+1}$$

以上より、 $n = n(k, p)$ と、 $p = p(k, n)$ の表を示す。

$$n = n(k, p) \quad \rightarrow \text{(Table 3-1)}$$

$$p = p(k, n) \quad \rightarrow \text{(Table 3-2)}$$

(Table 3-1, 2) をグラフ化したものが (Fig. 3-11, 12) である。

KS	F= .01	.10	.20	.50	.70	.90	.99
1E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
2E+00	6.40E-01	7.27E-01	8.34E-01	1.26E+00	1.73E+00	2.73E+00	4.82E+00
3E+00	5.99E-01	7.37E-01	9.07E-01	1.58E+00	2.32E+00	3.91E+00	7.23E+00
4E+00	5.83E-01	7.69E-01	1.00E+00	1.92E+00	2.92E+00	5.07E+00	9.56E+00
5E+00	5.75E-01	8.10E-01	1.10E+00	2.26E+00	3.52E+00	6.23E+00	1.19E+01
6E+00	5.72E-01	8.55E-01	1.21E+00	2.60E+00	4.12E+00	7.39E+00	1.42E+01
7E+00	5.71E-01	9.02E-01	1.31E+00	2.95E+00	4.72E+00	8.54E+00	1.65E+01
8E+00	5.71E-01	9.51E-01	1.42E+00	3.29E+00	5.32E+00	9.69E+00	1.89E+01
9E+00	5.73E-01	1.00E+00	1.53E+00	3.63E+00	5.92E+00	1.08E+01	2.12E+01
1E+01	5.75E-01	1.05E+00	1.64E+00	3.98E+00	6.52E+00	1.20E+01	2.35E+01
2E+01	6.13E-01	1.57E+00	2.74E+00	7.44E+00	1.25E+01	2.35E+01	4.65E+01
3E+01	6.59E-01	2.09E+00	3.85E+00	1.09E+01	1.86E+01	3.50E+01	6.96E+01
4E+01	7.07E-01	2.61E+00	4.97E+00	1.44E+01	2.46E+01	4.65E+01	9.26E+01
5E+01	7.56E-01	3.14E+00	6.08E+00	1.78E+01	3.06E+01	5.81E+01	1.16E+02
6E+01	8.06E-01	3.66E+00	7.20E+00	2.13E+01	3.66E+01	6.96E+01	1.39E+02
7E+01	8.55E-01	4.19E+00	8.31E+00	2.48E+01	4.26E+01	8.11E+01	1.62E+02
8E+01	9.05E-01	4.72E+00	9.43E+00	2.82E+01	4.87E+01	9.26E+01	1.85E+02
9E+01	9.55E-01	5.24E+00	1.05E+01	3.17E+01	5.47E+01	1.04E+02	2.08E+02
1E+02	1.01E+00	5.77E+00	1.17E+01	3.52E+01	6.07E+01	1.16E+02	2.31E+02
2E+02	1.51E+00	1.10E+01	2.28E+01	6.98E+01	1.21E+02	2.31E+02	4.61E+02
3E+02	2.01E+00	1.63E+01	3.40E+01	1.04E+02	1.81E+02	3.46E+02	6.91E+02
4E+02	2.51E+00	2.16E+01	4.51E+01	1.39E+02	2.41E+02	4.61E+02	9.22E+02
5E+02	3.01E+00	2.69E+01	5.63E+01	1.74E+02	3.01E+02	5.76E+02	1.15E+03
6E+02	3.52E+00	3.21E+01	6.74E+01	2.08E+02	3.62E+02	6.91E+02	1.38E+03
7E+02	4.02E+00	3.74E+01	7.86E+01	2.43E+02	4.22E+02	8.06E+02	1.61E+03
8E+02	4.52E+00	4.26E+01	8.98E+01	2.78E+02	4.82E+02	9.22E+02	1.84E+03
9E+02	5.02E+00	4.79E+01	1.01E+02	3.12E+02	5.42E+02	1.04E+03	2.07E+03
1E+03	5.53E+00	5.32E+01	1.12E+02	3.47E+02	6.02E+02	1.15E+03	2.30E+03
2E+03	1.06E+01	1.06E+02	2.24E+02	6.94E+02	1.20E+03	2.30E+03	4.61E+03
3E+03	1.56E+01	1.59E+02	3.35E+02	1.04E+03	1.81E+03	3.45E+03	6.91E+03
4E+03	2.06E+01	2.11E+02	4.47E+02	1.39E+03	2.41E+03	4.61E+03	9.21E+03
5E+03	2.56E+01	2.64E+02	5.58E+02	1.73E+03	3.01E+03	5.76E+03	1.15E+04
6E+03	3.07E+01	3.17E+02	6.70E+02	2.08E+03	3.61E+03	6.91E+03	1.38E+04
7E+03	3.57E+01	3.69E+02	7.82E+02	2.43E+03	4.21E+03	8.06E+03	1.61E+04
8E+03	4.07E+01	4.22E+02	8.93E+02	2.77E+03	4.82E+03	9.21E+03	1.84E+04
9E+03	4.57E+01	4.75E+02	1.00E+03	3.12E+03	5.42E+03	1.04E+04	2.07E+04
1E+04	5.08E+01	5.27E+02	1.12E+03	3.47E+03	6.02E+03	1.15E+04	2.30E+04
2E+04	1.01E+02	1.05E+03	2.23E+03	6.93E+03	1.20E+04	2.30E+04	4.61E+04
3E+04	1.51E+02	1.58E+03	3.35E+03	1.04E+04	1.81E+04	3.45E+04	6.91E+04
4E+04	2.02E+02	2.11E+03	4.46E+03	1.39E+04	2.41E+04	4.61E+04	9.21E+04
5E+04	2.52E+02	2.63E+03	5.58E+03	1.73E+04	3.01E+04	5.76E+04	1.15E+05
6E+04	3.02E+02	3.16E+03	6.69E+03	2.08E+04	3.61E+04	6.91E+04	1.38E+05
7E+04	3.52E+02	3.69E+03	7.81E+03	2.43E+04	4.21E+04	8.06E+04	1.61E+05
8E+04	4.03E+02	4.21E+03	8.93E+03	2.77E+04	4.82E+04	9.21E+04	1.84E+05
9E+04	4.53E+02	4.74E+03	1.00E+04	3.12E+04	5.42E+04	1.04E+05	2.07E+05
1E+05	5.03E+02	5.27E+03	1.12E+04	3.47E+04	6.02E+04	1.15E+05	2.30E+05
2E+05	1.01E+03	1.05E+04	2.23E+04	6.93E+04	1.20E+05	2.30E+05	4.61E+05
3E+05	1.51E+03	1.58E+04	3.35E+04	1.04E+05	1.81E+05	3.45E+05	6.91E+05
4E+05	2.01E+03	2.11E+04	4.46E+04	1.39E+05	2.41E+05	4.61E+05	9.21E+05
5E+05	2.51E+03	2.63E+04	5.58E+04	1.73E+05	3.01E+05	5.76E+05	1.15E+06
6E+05	3.02E+03	3.16E+04	6.69E+04	2.08E+05	3.61E+05	6.91E+05	1.38E+06
7E+05	3.52E+03	3.69E+04	7.81E+04	2.43E+05	4.21E+05	8.06E+05	1.61E+06
8E+05	4.02E+03	4.21E+04	8.93E+04	2.77E+05	4.82E+05	9.21E+05	1.84E+06
9E+05	4.52E+03	4.74E+04	1.00E+05	3.12E+05	5.42E+05	1.04E+06	2.07E+06
1E+06	5.03E+03	5.27E+04	1.12E+05	3.47E+05	6.02E+05	1.15E+06	2.30E+06
2E+06	1.01E+04	1.05E+05	2.23E+05	6.93E+05	1.20E+06	2.30E+06	4.61E+06
3E+06	1.51E+04	1.58E+05	3.35E+05	1.04E+06	1.81E+06	3.45E+06	6.91E+06
4E+06	2.01E+04	2.11E+05	4.46E+05	1.39E+06	2.41E+06	4.61E+06	9.21E+06
5E+06	2.51E+04	2.63E+05	5.58E+05	1.73E+06	3.01E+06	5.76E+06	1.15E+07
6E+06	3.02E+04	3.16E+05	6.69E+05	2.08E+06	3.61E+06	6.91E+06	1.38E+07
7E+06	3.52E+04	3.69E+05	7.81E+05	2.43E+06	4.21E+06	8.06E+06	1.61E+07
8E+06	4.02E+04	4.21E+05	8.93E+05	2.77E+06	4.82E+06	9.21E+06	1.84E+07
9E+06	4.52E+04	4.74E+05	1.00E+06	3.12E+06	5.42E+06	1.04E+07	2.07E+07

Table 3- 1

KS	N=1E+01	1E+02	1E+03	1E+04	1E+05
1E+00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
2E+00	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
3E+00	99.85	100.00	100.00	100.00	100.00
4E+00	99.19	100.00	100.00	100.00	100.00
5E+00	97.83	100.00	100.00	100.00	100.00
6E+00	95.85	100.00	100.00	100.00	100.00
7E+00	93.43	100.00	100.00	100.00	100.00
8E+00	90.74	100.00	100.00	100.00	100.00
9E+00	87.92	100.00	100.00	100.00	100.00
1E+01	85.06	100.00	100.00	100.00	100.00
2E+01	81.31	100.00	100.00	100.00	100.00
3E+01	46.90	99.87	100.00	100.00	100.00
4E+01	37.80	99.31	100.00	100.00	100.00
5E+01	31.60	98.13	100.00	100.00	100.00
6E+01	27.13	96.37	100.00	100.00	100.00
7E+01	23.76	94.17	100.00	100.00	100.00
8E+01	21.14	91.69	100.00	100.00	100.00
9E+01	19.03	89.04	100.00	100.00	100.00
1E+02	17.30	86.33	100.00	100.00	100.00
2E+02	9.06	63.03	100.00	100.00	100.00
3E+02	6.14	48.49	99.87	100.00	100.00
4E+02	4.64	39.19	99.32	100.00	100.00
5E+02	3.73	32.83	98.16	100.00	100.00
6E+02	3.12	28.23	96.43	100.00	100.00
7E+02	2.68	24.74	94.25	100.00	100.00
8E+02	2.35	22.02	91.78	100.00	100.00
9E+02	2.09	19.84	89.15	100.00	100.00
1E+03	1.88	18.04	86.45	100.00	100.00
2E+03	.95	9.47	63.19	100.00	100.00
3E+03	.63	6.42	48.64	99.87	100.00
4E+03	.47	4.85	39.33	99.33	100.00
5E+03	.38	3.90	32.95	98.17	100.00
6E+03	.32	3.26	28.33	96.43	100.00
7E+03	.27	2.80	24.84	94.26	100.00
8E+03	.24	2.46	22.11	91.79	100.00
9E+03	.21	2.19	19.92	89.16	100.00
1E+04	.19	1.97	18.12	86.47	100.00
2E+04	.09	.99	9.51	63.21	100.00
3E+04	.06	.66	6.45	48.66	99.87
4E+04	.05	.50	4.87	39.35	99.33
5E+04	.04	.40	3.92	32.97	98.17
6E+04	.03	.33	3.28	28.35	96.43
7E+04	.03	.28	2.82	24.85	94.26
8E+04	.02	.25	2.47	22.12	91.79
9E+04	.02	.22	2.20	19.93	89.16
1E+05	.02	.20	1.98	18.13	86.47
2E+05	.01	.10	.99	9.52	63.21
3E+05	.01	.07	.66	6.45	48.66
4E+05	0.00	.05	.50	4.88	39.35
5E+05	0.00	.04	.40	3.92	32.97
6E+05	0.00	.03	.33	3.28	28.35
7E+05	0.00	.03	.29	2.82	24.85
8E+05	0.00	.02	.25	2.47	22.12
9E+05	0.00	.02	.22	2.20	19.93
1E+06	0.00	.02	.20	1.98	18.13
2E+06	0.00	.01	.10	.99	9.52
3E+06	0.00	.01	.07	.66	6.45
4E+06	0.00	0.00	.05	.50	4.88
5E+06	0.00	0.00	.04	.40	3.92
6E+06	0.00	0.00	.03	.33	3.28
7E+06	0.00	0.00	.03	.29	2.82
8E+06	0.00	0.00	.02	.25	2.47
9E+06	0.00	0.00	.02	.22	2.20

Table 3- 2

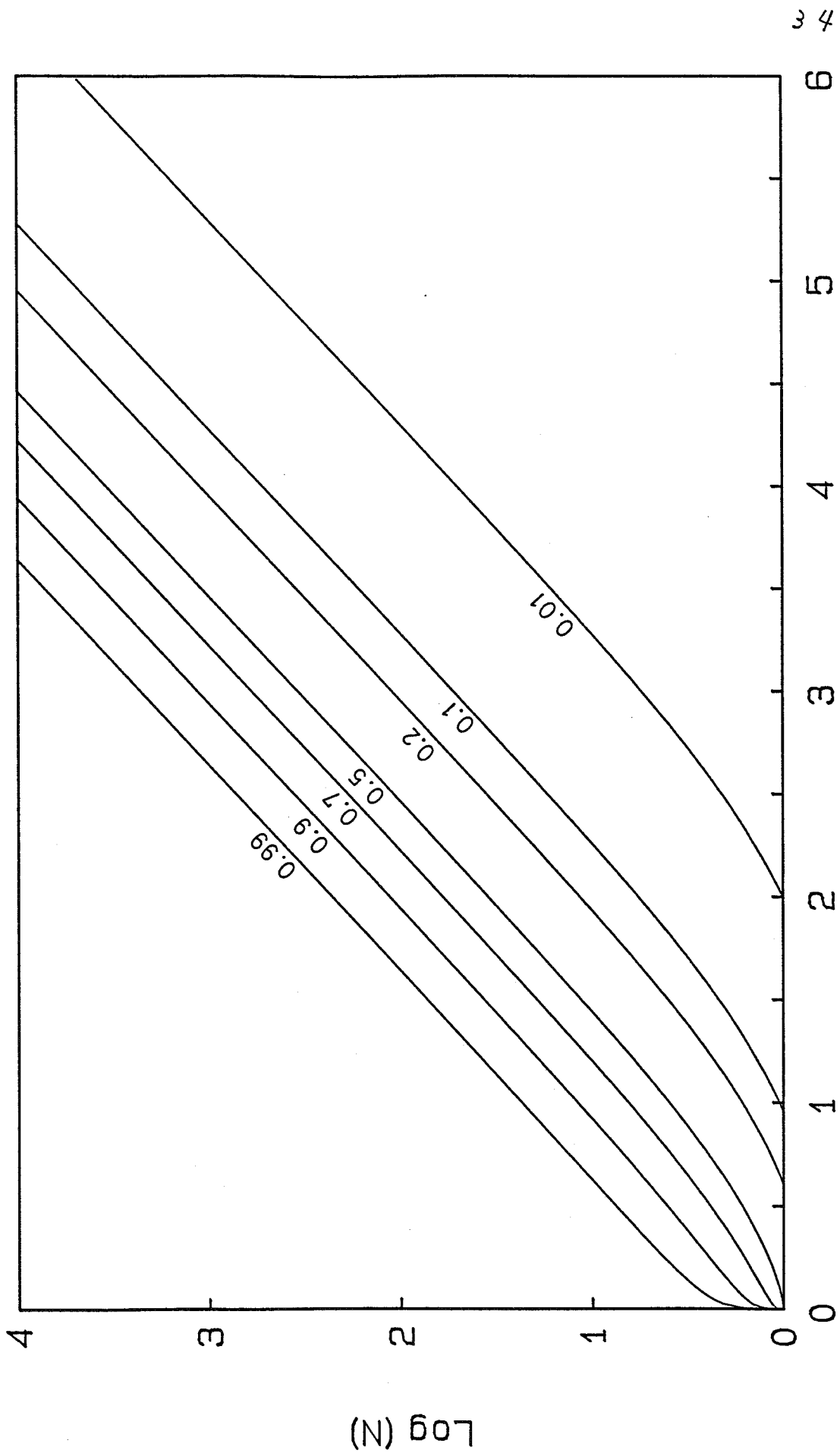


Fig.3-11

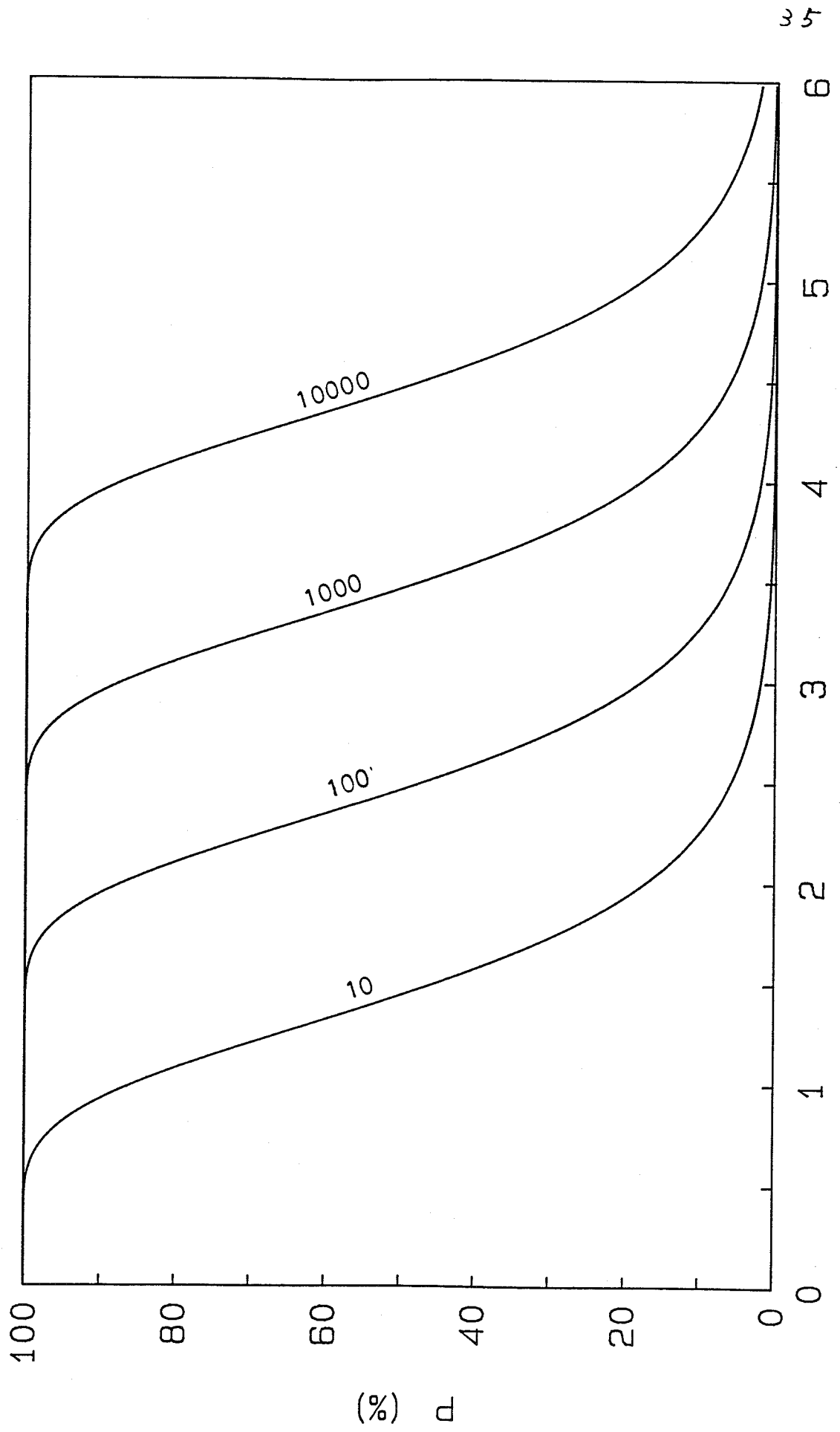


Fig. 3-12

非飽和型オルセン = デバイスを設計する場合、条件となるパラメータとして、負荷コイルインダクタンス (L_3)、トランス二次コイルインダクタンス (L_2)、最大励磁回数 (N_{max} : 励磁操作回数の上限値)、励磁負荷電流値 ($I_3(N_{max})$)、励磁率 (p) を与えれば、トランス一次コイルインダクタンス (L_1) と最大一次電流値 (I_{1max}) は (3-45) 式 の関係 を満たす。

$$\text{設計条件式} : L_1 I_{1max}^2 = \frac{L_2 \cdot I_3^2(N_{max})}{p^2} \quad (3-45)$$

条件パラメータを以下に示す値とした場合、 L_1 、 I_{1max} により (3-46) 式を得る。尚、条件パラメータは相互に依存しており、 L_2 、 N_{max} 、 p については、そのうちの2つのパラメータの値を与えれば、残りのパラメータの値は決定される。

$$\begin{aligned} \text{条件パラメータ} : \quad L_3 &= 2H \\ I_3(N_{max}) &= 1000A \\ L_2 &= 1mH \\ N_{max} &= 1000 \text{ 回} \\ (\text{Table 3-2}) \text{ より} \quad p &= 0.63 \end{aligned}$$

$$\text{以上より} \quad L_1 I_{1max}^2 = 2519.53 \approx 2500 \quad (3-46)$$

故に、 $I_{1max} = 50A$ ならば $L_1 = 1H$ であり、
 $L_1 = 100mH$ ならば $I_{1max} \approx 160A$ である。

オルセン = デバイスの合理的な設計に関しては、第6章で述べる。

(5) 励磁転流方式によるオルセン・デバイスの動作

本論文において、励磁転流方式と呼ぶオルセン・デバイスの運転手法は、誘導転流方式による励磁運転を動作図上で考察することにより考案したものであり、従来より行なわれている誘導転流方式に比べ、一次電流値と超電導整流回路の制御が極めて簡単化されている。また、超電導スイッチの遮断動作時間が最小化されるため、超電導スイッチのヒータによる熱損失を減少させることが可能であり、システム全体の効率を改善している。

励磁転流方式により負荷コイル L_3 を励磁するための運転操作の手順は、(Fig. 3-13~16)に示すとおりであり、この操作を順方向に周期的に行うことにより、励磁負荷電流 I_3 は増大し負荷コイルは高励磁状態となる。

(Fig. 3-13)は、励磁転流方式における特徴的な動作状態であり、励磁前動作状態と表現される動作状態であり、超電導トランス二次側は短絡状態であるため、動作点の移動のみが起り、負荷コイル L_3 への電力の受け渡しは起きない。この状態は、負荷電流値 I_3 の大きさによる、転流動作領域を含んでいるため転流変位動作状態と呼ぶこととする。(Fig. 3-13)において、トランス一次側電源装置は、最大出力電流 I_{max} を定電流的に供給する状態で定常的となる。このとき、トランス二次コイル L_2 を流れている電流を I_2' とする。

ここで、(Fig. 3-14)に示すように、負荷電流 I_3 と二次電流 I_2' の流れている方向が一致する様に、1組の超電導スイッチ β_2 (β_{21} & β_{22})を開けば、以下の関係式を満たすように負荷電流 I_3 は I_3' へと増大する。この負荷電流の増大は、トランス二次コイルを流れていた電流 I_2' が、抵抗転流により負荷コイルに移ったものであり、抵抗転流的励磁といえる。励磁転流の呼名は、この動作による。

$$L_2 I_2' + L_3 I_3 = (L_2 + L_3) I_3' \quad (3-47)$$

負荷電流の変化をモニターすることにより、励磁終了後、再び超電導スイッチを全て閉じ (Fig. 3-15) に示す状態とする。次の段階として、1次電流を I_{1max} から $-I_{1max}$ へ変化させ 転流変位を行い、次の励磁操作が可能状態とする。(Fig. 3-16)

励磁転流方式において、転流動作は誘導転流の手法によっているので、損失の発生を伴わないが、励磁動作は抵抗転流の手法によっているため、損失が発生する。この損失を、励磁損失と呼び、転流損失と区別する。励磁損失については後に考察する。

励磁転流方式による励磁操作を表わした動作図は (Fig. 3-17) として示すところである。動作点の移動は、他の方式の動作図と同様に、 $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow$ とアルファベット順としている。励磁転流方式においては、 $B \rightarrow C$, $D \rightarrow E$, 等が励磁動作による移動を表わし、 $A \rightarrow B$, $C \rightarrow D$, 等が転流変位動作による移動を表わしている。(Fig. 3-17) において、破線で示される軌跡は、抵抗転流方式によるものであるが、第3節の結論より、部分的には同時に、誘導転流方式による軌跡も表わしている。故に、転流変位動作を、転流動作と変位動作に分ければ、 $C \rightarrow D$ の移動においては、 $C \rightarrow C'$ が転流動作領域であり、 $C' \rightarrow D$ が変位動作領域である。

励磁転流方式においても、第 n 回目の励磁動作後の負荷電流 I_3 を $I_3(n)$ とし、また、第 n 回目の転流変位動作における変位動作領域に対応する1次電流値幅を $I_{1s}(n)$ 、励磁動作前の2次電流 I_2' を $I_2'(n)$ とすることにより、これらの関係を求めれば以下のとおりである。

$$I_{1s}(n) = \frac{2}{n_{12}} \{ I_{1max} - I_3(n-1) \} \quad (3-48)$$

$$I_2'(n) = 2 n_{12} \cdot I_{1max} - I_3(n-1) \quad (3-49)$$

(3-47)式より,

$$L_2 \cdot I_2'(n) + L_3 \cdot I_3(n-1) = (L_2 + L_3) \cdot I_3(n) \quad (3-50)$$

以上より, $I_{3ex}(n) = I_2(n) - I_3(n-1)$ とすれば, (3-51)式を得る。

$$I_{3ex}(n) = \frac{L_2}{L_3 + L_2} \cdot 2 \{ n_{12} I_{1max} - I_3(n-1) \} \quad (3-51)$$

$$= \frac{2}{k+1} \{ n_{12} I_{1max} - I_3(n-1) \} \quad (3-52)$$

(3-52)式は, (3-39)式と同じであり, 励磁転流方式によらずとも, $I_3(n)$ は誘導転流方式及び抵抗転流方式の場合と全く同一の式で与えられることが分かる。

第 n 回目の励磁操作に伴う励磁損失を $E_{loss}(n)$ として表わせば, 以下の式を得る。

$$E_{loss}(n) = \frac{1}{2} \{ L_2 I_2^2(n) + L_3 I_3^2(n-1) - (L_2 + L_3) I_3^2(n) \} \quad (3-53)$$

(3-43, 49)式を用いて計算し, 整理すれば (3-54)式となる。

$$E_{loss}(n) = 2 \left\{ \frac{k}{(k-1)^2} \alpha^n \right\}^2 (1+k) L_2 L_3 I_{3max}^2 \quad (3-54)$$

励磁転流方式における損失の発生は (3-54)式で与えられるように, 励磁回数 n の増大とともに減少していくことが理解される。このことは, 抵抗転流方式における損失が, 励磁回数の増大とともに増大していくことと比べ対照的であり, 励磁転流方式の特徴である。次の第6節における抵抗転流方式及び誘導転流方式による励磁損失発生との比較により, 励磁転流方式は誘導転流方式の極限操作と同等であることが理解される。

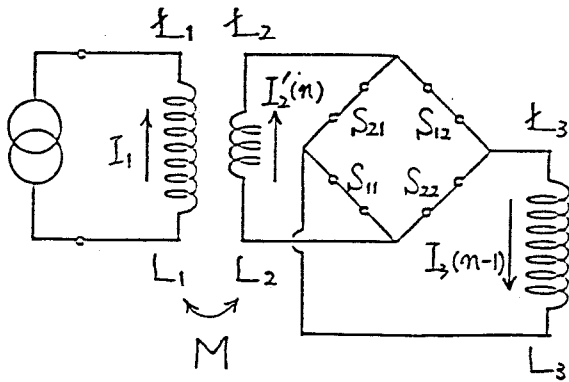


Fig. 3-13

轉流變位動作狀態

$$I_2'(n) = 2n_{12} I_{1max} - I_3(n-1)$$

$$I_1 = I_{1max}$$

$$I_3 = I_3(n-1)$$

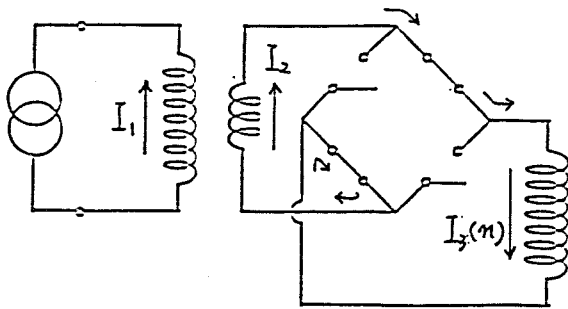


Fig. 3-14

勵磁動作狀態

$$I_3(n) = \frac{L_2 I_2'(n) + L_3 I_3(n-1)}{L_2 + L_3}$$

$$E_{loss}^{(n)} = 2 \left\{ \frac{k}{(k-1)^2} \alpha^m \right\}^2 (k+1) L_2 L_3 I_{3max}^2$$

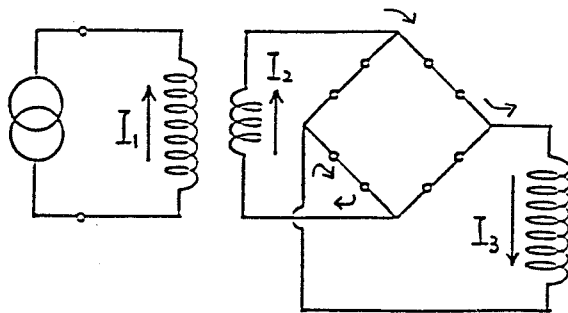


Fig. 3-15

定常狀態

$$I_3 = I_2$$

$$I_1 = I_{1max}$$

$$I_{S11} = I_{S12} = I_3$$

$$I_{S21} = I_{S22} = 0$$

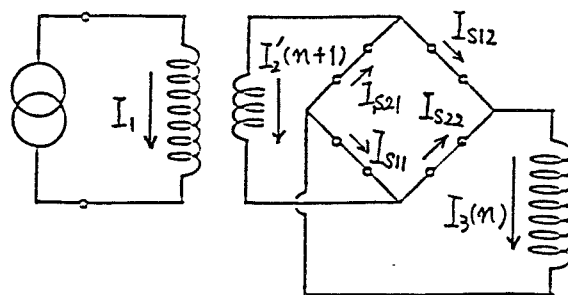


Fig. 3-16

轉流變位動作狀態

$$I_2'(n+1) = -2n_{12} I_{1max} + I_3(n)$$

$$I_1 = -I_{1max}$$

$$I_{S11} + I_{S12} = I_{S21} + I_{S22} = I_2' + I_3$$

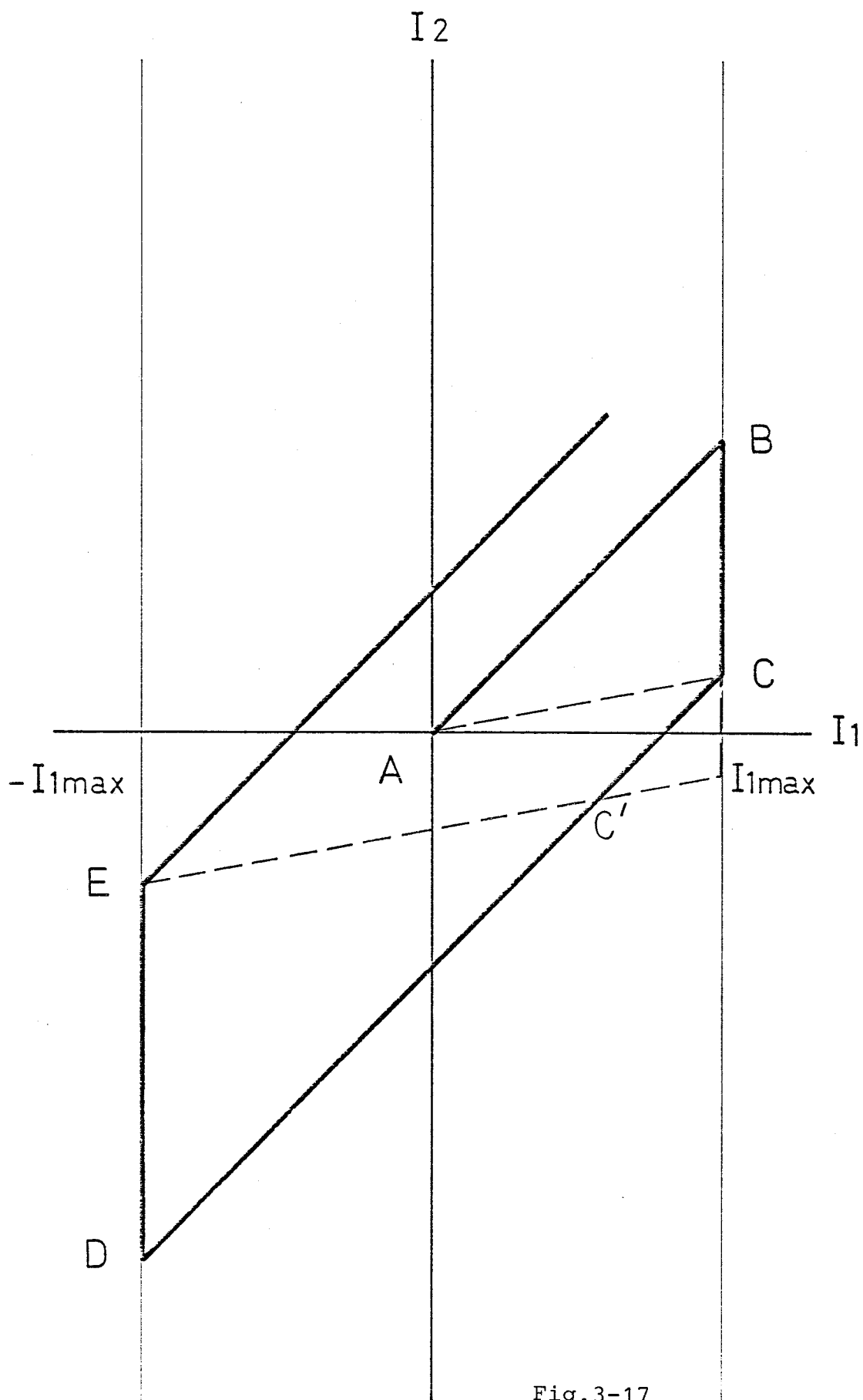


Fig.3-17

(6) 励磁損失に関する考察

本章第5節において、励磁転流方式によりオルセン=デバイスも運転する場合、(3-53)式以下で与えられる励磁損失が発生することを述べた。この節では、抵抗転流方式及び誘導転流方式においても、励磁動作時に励磁損失と呼ばれる損失が発生することを述べ、それらの発生の原因と性質を論ずる。

抵抗転流方式と誘導転流方式のいずれにおいても、励磁動作状態でのトランス二次側回路状態は全く同じであり、モデル的に、(Fig. 3-18)と表わすことが可能である。

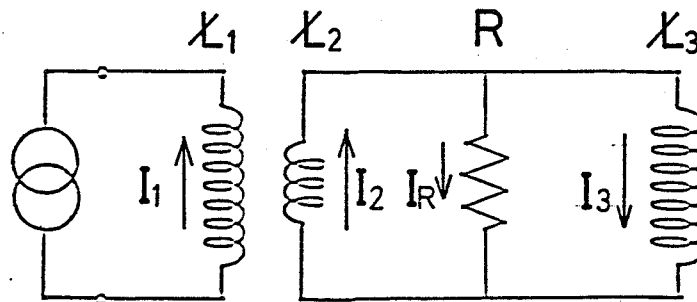


Fig. 3-18

ここで、励磁動作開始時の二次電流(I_2)、抵抗電流(I_R)、負荷電流(I_3)は次式の関係を満たしている。

$$I_2 = I_{20} = I_{2\infty} = I_3 \quad (3-55)$$

$$I_R = 0 \quad (3-56)$$

一次電流を変化増大させ、励磁操作を行なえば、第2章(2-12~14)式で与えられる起電圧が二次回路に発生し、抵抗電流(I_R)が流れ、熱損失が発生する。以下に抵抗損失を見積る。

まず、一次側電源装置は、定電流的に電流を $-I_{max}$ から I_{max} まで T 秒間で単調増加させるものとする。また、 $T \rightarrow \infty$ とした場合に、動作図上で

作点の移動は, (Fig. 3-5, 9) における励磁状態での動作点の移動と一致するものとする。ここで, I_2 , I_3 , I_R の関係は, 以下の式で記述される。

$$I_2'(t) \stackrel{\text{def}}{=} 2a_{12} I_{1\max} \frac{t}{T} = 2 I_{3\max} \frac{t}{T} \quad (3-57)$$

$$I_{3\text{ex}}(t) = I_3(t) - I_{30} \quad (3-58)$$

$$I_{2\text{ex}}(t) = I_2(t) - I_{20} \quad (3-59)$$

$$I_R(t) = I_2(t) - I_3(t) = I_{2\text{ex}}(t) - I_{3\text{ex}}(t) \quad (3-60)$$

磁束の保存条件より,

$$L_2 I_2'(t) = L_2 I_{2\text{ex}}(t) + L_3 I_{3\text{ex}}(t) \quad (3-61)$$

故に,

$$I_R(t) = I_2'(t) - \frac{L_2 + L_3}{L_2} I_{3\text{ex}}(t) \quad (3-62)$$

ここで, 時刻 t における二次回路内の起電圧を $V(t)$ とすれば, (2-13) 式及び, (3-62) 式より, 以下の式を得る。

$$V(t) = L_3 \frac{d}{dt} I_{3\text{ex}}(t) = R \cdot I_R(t) \quad (3-63)$$

故に,

$$\frac{d}{dt} I_{3\text{ex}}(t) = \frac{R}{L_3} \left\{ I_2'(t) - \frac{L_2 + L_3}{L_2 \cdot L_3} I_{3\text{ex}}(t) \right\} \quad (3-64)$$

故に,

$$\frac{d}{dt} I_{3\text{ex}}(t) + \frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3} R \cdot I_{3\text{ex}}(t) = \frac{R}{L_3} 2 I_{3\max} \frac{t}{T} \quad (3-65)$$

ここで, $I_{3\text{ex}}(0) = 0$ として (3-65) 式を解き次式を得る。

$$I_{3\text{ex}}(t) = \left\{ e^{-\frac{L_2 + L_3}{L_2 \cdot L_3} R t} + \frac{L_2 + L_3}{L_2 \cdot L_3} R t - 1 \right\} \frac{(L_2 \cdot L_3)^2}{R \cdot L_3 (L_2 + L_3)^2} \frac{2 I_{1\max}}{T} \quad (3-66)$$

(3-66)式により、通常の抵抗転流方式による励磁動作時の負荷電流 I_3 の変化の様子が表わされる。(3-66)式を(3-67)式に書き換えておく。

$$I_{3ex}(t) = \left\{ e^{-\frac{R}{L_{213}} \cdot t} + \frac{R}{L_{213}} \cdot t - 1 \right\} \frac{L_{213}^2}{R \cdot L_3} \frac{2I_{1max}}{T} \quad (3-67)$$

$$L_{213} \stackrel{\text{def}}{\leftarrow} = \frac{L_2 \cdot L_3}{L_2 + L_3} \quad (3-68)$$

I_{3ex} が、(3-69)式の関係を満たす場合のみ、 $t = T$ において、2次電流 I_2 と負荷電流 I_3 は一致し、励磁操作の終了と共に、励磁動作は終了し、損失の発生も終了する。しかしながら、(3-69)式の関係を満たさない場合は、 $t = T$ において、励磁は終了せず、 $t > T$ において、抵抗転流的に励磁は進み更に損失は発生する。それぞれの場合の動作点の移動を(Fig. 3-19)として示しておく。

$$I_{3ex}(T) = \frac{2}{k+1} I_{3max} \quad (3-69)$$

誘導転流方式の場合は、励磁1次電流値幅 I_{1ex} が、励磁回数 n の関数となるため、(3-67)式は、(3-70)式のように書きなおされる。

$$I_{3ex}(n, t) = \left\{ e^{-\frac{R}{L_{213}} t} + \frac{R}{L_{213}} t - 1 \right\} \frac{L_{213}^2}{R \cdot L_3} \frac{2}{T} \left\{ I_{1max} - \frac{I_3(n-1)}{n} \right\} \quad (3-70)$$

更に、

$$I_{3ex}(n, t) = \left\{ e^{-\frac{R}{L_{213}} t} + \frac{R}{L_{213}} t - 1 \right\} \frac{L_{213}^2}{R(L_3 - L_2)} \frac{2}{T} \alpha^{n-1} I_{1max} \quad (3-71)$$

尚、誘導転流方式において、 I_{1ex} の減少に比例し、励磁時間 T が減少する場合は、 $I_{3ex}(n, t)$ は、 n に依存せず、(3-67)式で与えられる。ただし、(3-72)式を要する。

$$T(n) = T \frac{k}{k-1} \alpha^{n-1}, \quad T(1) = \frac{T}{2} \quad (3-72)$$

以上より, $0 \leq t \leq T$ における励磁損失は以下の式で与えられる。

(1) 抵抗転流方式による場合,

$$E_{loss} = \int_0^T R \cdot \left\{ \frac{2I_{max}}{T} - \frac{L_2 + L_3}{L_2} I_{3ex}(t) \right\}^2 dt \quad (3-73)$$

(2) 誘導転流方式による場合

$$E_{loss}(\alpha) = \int_0^T R \cdot \left\{ \frac{2}{T} \alpha^{n-1} I_{max} - \frac{L_2 + L_3}{L_2} I_{3ex}(\alpha, t) \right\}^2 dt \quad (3-74)$$

また, $t > T$ における損失は以下のように計算される。

(1) 抵抗転流方式による場合

$$I_{2ex}(t) = 2I_{3max} - \frac{L_3}{L_2} I_{3ex}(t) \quad \text{として,} \quad (3-75)$$

(2) 誘導転流方式による場合

$$I_{2ex}(\alpha, t) = 2\alpha^{n-1} I_{3max} - \frac{L_3}{L_2} I_{3ex}(\alpha, t) \quad \text{として,} \quad (3-76)$$

$$E'_{loss} = \frac{1}{2} \left\{ L_2 I_{2ex}^2(T) + L_3 I_{3ex}^2(T) - (L_2 + L_3) \left(\frac{2I_{3max}}{k+1} \right)^2 \right\} \quad (3-77)$$

上記(3-73~77)式については, 近似的な計算を行い, 実結結果の評価に用いる。

以上, 抵抗転流方式及び誘導転流方式における励磁動作状態における損失発生の原理を述べた。この励磁損失において, $0 \leq t \leq T$ における損失は, 励磁転流方式においては, 存在しない損失であり, 最適制御によって励磁転流

方式は他の方式のいずれよりも、低損失化が可能である。特に、システム全体における損失を、次式で与える場合、励磁転流方式の利点が理解される。

$$\begin{aligned} E_{loss} = & E_{loss}^{(1)}(0 \leq t \leq T) + E_{ex loss}(T \leq t \leq T+4\tau) \\ & + E_{heater} \cdot (T+4\tau) \end{aligned} \quad (3-78)$$

τ : 抵抗転流励磁の緩和時間, 4τ で 98% 励磁

$E_{ex loss}$: 抵抗転流励磁による励磁損失

E_{heater} : サーマルスイッチのヒータ電力損失

励磁転流方式においては $T=0$ であるため、(3-78)式は(3-79)式となる。

$$E_{loss} = E_{ex loss}(0 \leq t \leq 4\tau) + E_{heater} \cdot 4\tau \quad (3-79)$$

(3-78, 79)式における $E_{ex loss}$ は(3-54)式により近似的に与えられる。

(7) センタータップ型トランスを用いた
オルセン = デバイスに関する考察

第6節までの考察は、ブリッジ型全波整流方式によるオルセン = デバイスをモデルとしてきたが、この節では、センタータップ型トランスを用いた両波整流方式によるオルセン = デバイスについて考察する。ダイアグラムは、第2章第2節に (Fig. 2-6) として示したものである。センタータップ型トランス方式の特徴は、トランス二次コイルとして、同一のインダクタンスをもつコイルが直列に2つ存在することによっている。2つの二次コイルのインダクタンスを L_2 とし、2つのコイルを L_{21} , L_{22} と呼ぶこととする。

抵抗転流方式における動作においては、 i_{21} または i_{22} のいずれか一方のみが負荷コイル L_3 に直列となっており、ブリッジ型整流方式と全く同等の動作をし、負荷電流 I_3 の増大のようすも、(3-16)式で与えられる。

誘導転流方式においても、励磁動作状態においては、 i_{21} または i_{22} のいずれか一方のみが負荷コイル L_3 と直列であり、ブリッジ型整流方式と同様であるが、転流状態においては、制御電流は直列につながった $i_{21} + i_{22}$ に対して与えられなければならないため、1次側の誘導転流制御1次電流値幅 I_{com} は、ブリッジ型整流方式における場合の2倍必要となり、そのため、最大励磁負荷電流値 I_{3max} は、 $1/2$ となってしまう。以下に式で示せば、(3-80~86)に与えるとおりである。

第 n 回目の励磁操作において、 $I_3(n)$ 、 $I_{com}(n)$ 、 $I_{ex}(n)$ 、他を、第3節と同様に定義しておく。

$$I_{3ex}(n) = \frac{n_{42}}{k+1} \cdot I_{ex}(n) \quad (3-80)$$

$$I_{ex}(n) = 2I_{imax} + I_{com}(n-1) \quad (3-81)$$

$$I_{com}(n) = -\frac{2I_3(n)}{n_{42}/2} = -\frac{4I_3(n)}{n_{42}} \quad (3-82)$$

励磁時の巻線比を n_{42} としているため、転流時の巻線比は $n_{42}/2$ となる。

$$I_3(n) = \left(\frac{k-3}{k+1}\right)^{n-1} \left\{ I_3(1) - \frac{n_{42}}{2} I_{imax} \right\} + \frac{n_{42}}{2} I_{imax} \quad (3-83)$$

$$I_3(1) = \frac{n_{42}}{k+1} I_{imax} \quad (3-84)$$

故に、

$$I_3(n) = \left\{ 1 - \frac{k-1}{k-3} \left(\frac{k-3}{k+1}\right)^n \right\} \frac{n_{42}}{2} \cdot I_{imax} \quad (3-85)$$

(3-85)式において、 $n \rightarrow \infty$ として(3-86)式を求める。

$$I_{2max} = \frac{n_{12}}{2} I_{1max} \quad (\text{セ=7-7ツ7°式}) \quad (3-86)$$

$$I_{2max} \stackrel{\text{def}}{=} n_{12}' \cdot I_{1max} \quad (3-87)$$

n_{12}' は、トランス1次巻線数と全2次巻線数の比の値である。

(3-87)式とすれば、全ての型式のオルセン=デバイス型フラックスポンプの最大励磁負荷電流値 I_{2max} が与えられる。

以上より、セ=7-7ツ7°型トランスを用いる両波整流方式は、超電導スイッチの必要個数が少ないという点以外にメリットをもたないことが理解される。また、今日的な状況では、ブリッジ型全波整流方式において、2つの超電導スイッチを同期させることにはいかなる問題もなく、また、2つのスイッチングエレメントを密接させ用いることで無誘導化を計ることが容易であり、常電導状態とするためのヒート=電力もそれほど変わらない。今後、オルセン=デバイスの整流回路としては、ブリッジ型全波整流方式が採用されるべきであると考えられる。

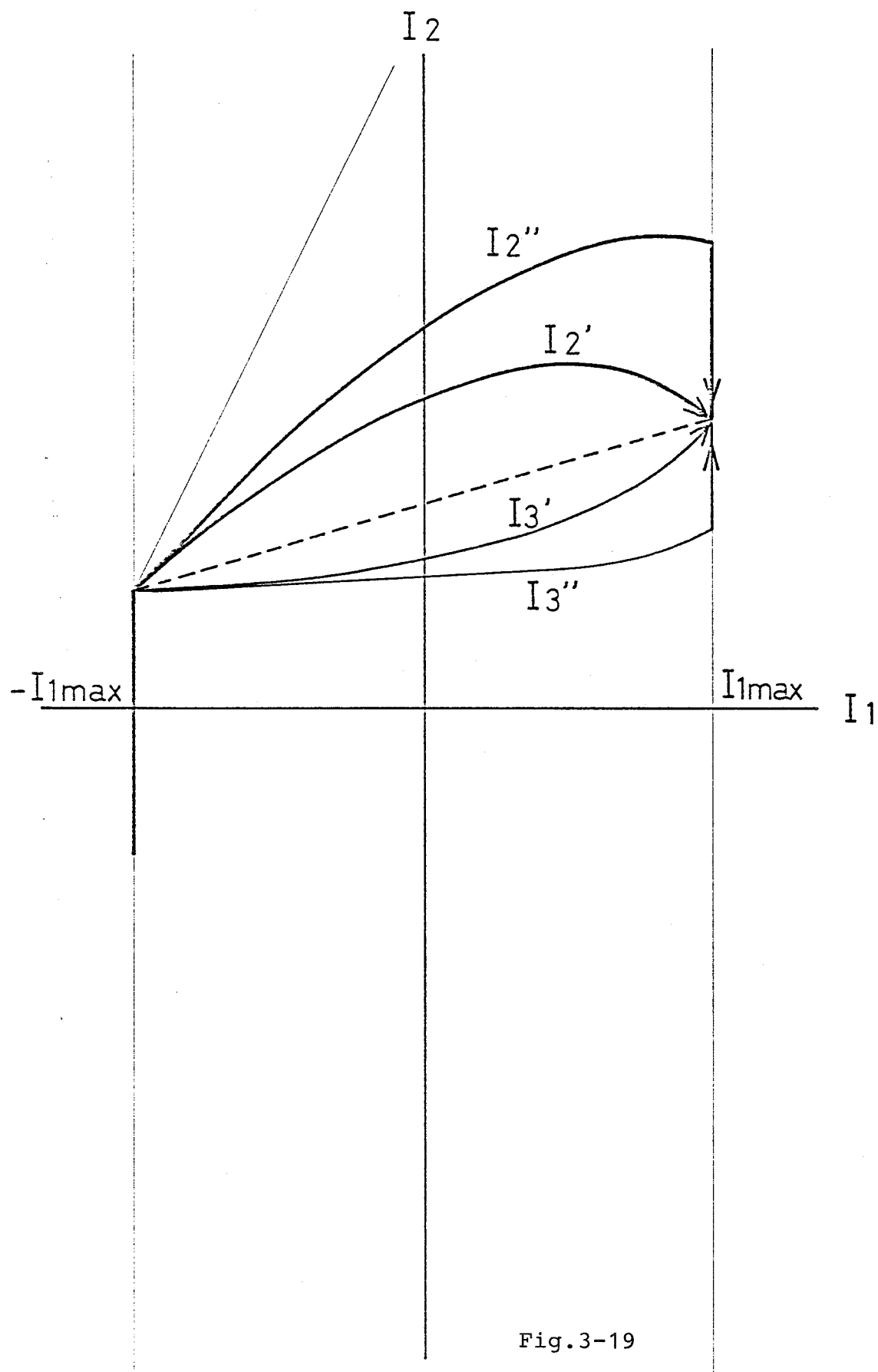


Fig.3-19

(8) まとめ

本章では、動作図を用いて、非飽和型オルセン = デバイスの動作を論じた。

横軸にトランス一次電流、縦軸にトランス二次電流をとり、時間を陽に表わさない動作図を用いることにより、同一型式のオルセン = デバイスの動作は、同等の動作平面上に記述するこゝが可能であり、それぞれの動作方式に対する励磁動作における軌跡を比較することにより、各方式間の相異を明確に示すこゝが可能である。

この動作図を用いた解析により、各励磁方式における励磁回数 n と負荷電流値 I_3 の関係及び最大励磁電流値 I_{3max} 等は以下のように導かれる。

抵抗転流方式

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k}{k-1} \cdot \alpha^n\right) n_{12} \cdot I_{1max} \quad (3-16)$$

$$I_{3max} = n_{12} \cdot I_{1max} \quad (3-17)$$

$$P_{loss}(n) = \left\{ n - \left(\frac{1}{k-1}\right)^2 - k \frac{1-\alpha^n}{\alpha} + \frac{k^2}{4} \frac{1-\alpha^{2n}}{\alpha^2} \right\} \frac{2kL_3}{k+1} (n_{12} \cdot I_{1max})^2 \quad (3-23)$$

I_{1max} : 最大一次電流値

$P_{loss}(n)$: 第 n 回目の励磁動作終了までの転流電力損失の総和

誘導転流方式

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k}{k-1} \cdot \alpha^n\right) n_{12} \cdot I_{1max} \quad (3-43)$$

$$I_{3max} = n_{12} \cdot I_{1max}$$

$$I_{1com}(n) = -\frac{2}{n_{12}} \cdot I_3(n) \quad (3-38)$$

$$I_{1ex}(n) = 2 I_{1max} + I_{1com}(n-1) \quad (3-37)$$

$I_{1com}(n)$: 第 n 回目の転流動作における誘導転流制御電流値幅

$I_{1ex}(n)$: 第 n 回目の励磁動作における励磁1次電流値幅

励磁転流方式

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k}{k-1} \cdot \alpha^n\right) n_{12} \cdot I_{1max}$$

$$I_{3max} = n_{12} \cdot I_{1max}$$

$$E_{loss}(n) = 2 \left\{ \frac{k}{(k-1)^2} \cdot \alpha^n \right\}^2 (1+k) L_2 L_3 I_{3max}^2 \quad (3-54)$$

$E_{loss}(n)$: 第 n 回目の励磁動作において発生する損失

以上より、各動作方式間において、損失及び制御に関する相異は存在するものの、励次回数と負荷電流値の関係及び最大電流値は全く同一の式で与えられることが理解された。

ただし、抵抗転流方式及び誘導転流方式においても、励磁動作状態では、1次電流の変化速度に依存するもれ電流による損失が発生する。

非飽和型オルセン = デバイスの設計条件は、(3-45)式で与えられる。

$$\text{設計条件式} : L_1 I_{1max}^2 = \frac{L_2 \cdot I_3^2(n_{max})}{p^2} \quad (3-45)$$

n_{max} : 目的の負荷電流値を得るまでの励磁回数

ρ : 励磁率

$$\rho \doteq \rho(k, m) = 1 - \frac{k}{k-1} \alpha^n \quad (3-18)$$

第4章 可飽和型オルセン = デバイスの動作

本章では、可飽和型（強磁性体を磁心とする）超電導トランスを用いた、オルセン = デバイスの動作を論ずる。型式は、第3章と同様とし、 $L_1 \sim L_3$ 、 $I_1 \sim I_3$ 、他に関する定義も同様とする。尚、可飽和型であるため、磁心の状態をサフィックス N （非飽和）及び S （飽和）を用いて表わすものとする。

(1) 可飽和型オルセン = デバイスにおける動作図

オルセン = デバイスにおいて、超電導トランスの負荷は誘導的であるため、トランス二次回路では、二次コイル L_2 と負荷コイル L_3 による磁束の分割が起こり、一次電流 I_1 の値によって、トランスは飽和状態となる。また、フラックスポンプとしての動作中は、二次回路に、直流永久電流が重畳されるため、トランスの非飽和状態を与える一次電流値が、永久電流値に依存しながら変化する。このため、可飽和型超電導トランスは、磁気増幅器的に動作する。

ここで、消磁された磁心に対し、トランス二次側を開放した状態で、一次電流 I_1 を流し、磁心の飽和する様子を測定すれば、(Fig. 4-1) のようなヒステリシス曲線を得る。磁心の飽和を与える磁場を H_S とし、二次側開放で、 H_S を与える一次電流値を I_{1N} とする。また、二次回路において、負荷コイル L_3 が二次コイル L_2 と直列である場合に、 H_S を与える一次電流値を I_{1N} とする。

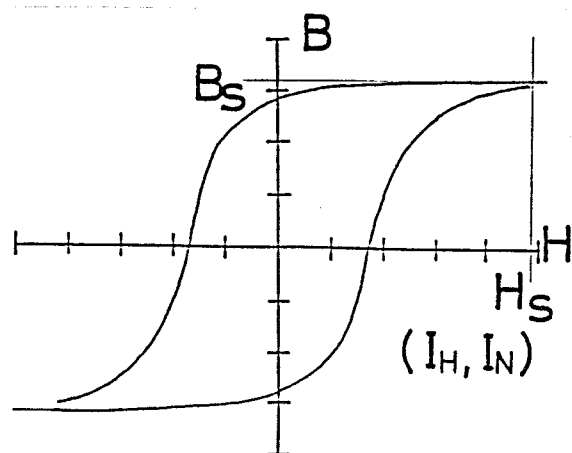


Fig.4-1

H_S 及び I_{H1} は、トランス磁心の材質と型状（断面積×磁路長）により決定され、また I_{N1} は更に、 L_3 と L_{2N} のインダクタンスの比の値 $k_N = L_3/L_{2N}$ によって決定される。（詳細は後述する）

尚、非飽和動作及び可飽和動作による、動作点の動きをヒステリシス曲線上に表わせば、それぞれ、マイナー・ヒステリシス・ループ、及びメジャー・ヒステリシス・ループとなる。（Fig. 4-2）

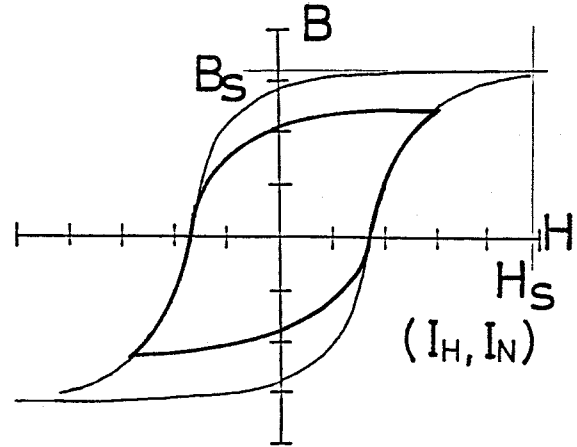


Fig.4-2

可飽和型オルセン = デバイスにおける励磁と転流の関係は (4-1, 2) 式として与えることが出来る。

$$\Delta I_3 = \frac{M_N}{L_3 + L_{2N}} \cdot \Delta I_1 = \frac{\mu_2}{k_N + 1} \cdot \Delta I_1 \quad (4-1)$$

$$I_{3loss} = \frac{2L_s}{L_3 + L_{2s}} \cdot I_3 = \frac{2}{k_s + 1} \cdot I_3 \quad (4-2)$$

(抵抗転流方式)

また、負荷電流 I_3 の増大する様子は、可飽和型オルセン = デバイスにおいても、非飽和型の場合と同様、転流方式による異差は無いことを述べておく。

可飽和型オルセン = デバイスによりても、非飽和型の場合と同様に、励磁時には、(4-1) 式における定数 $\mu_2/(k_N+1)$ は大きければ大きい程好ましく、転流時には、(4-2) 式における定数 $2/(k_s+1)$ は小さければ小さい程好ましい。非飽和型オルセン = デバイスにおいては、転流時の必要条件より $L_2 \ll L_3$ であったため、 $k \gg 1$ より、励磁時の電流比 $\Delta I_3/\Delta I_1$ は、トランスの巻線比 μ_2 よりかなり小さなものとなってしまうが、可飽和型オルセン = デバイスにおいては、転流時の必要条件を (4-3) 式とすればよく、

また (4-4) 式より, 比透磁率 μ_r が十分大きな強磁性体を用いれば, 励磁電流比は, トランスの巻線比に近しいものとする事が可能である。

$$L_{2S} \ll L_3 \quad (4-3)$$

$$L_{2N} = \mu_r L_{2S} \quad (4-4)$$

故に, $\mu_r \gg 1$ のとき,

$$L_{2S} \ll L_3 \ll L_{2N} \quad (4-5)$$

(4-5) 式が成立するように L_{2S} , L_{2N} , L_3 が与えられた場合, (4-1, 2) 式は, (4-8, 9) 式のように書きなおされる。

$$k_S = L_3 / L_{2S} \gg 1 \quad (4-6)$$

$$k_N = L_3 / L_{2N} \ll 1 \quad (4-7)$$

$$\Delta I_3 = \frac{n_{12}}{k_N + 1} \cdot \Delta I_1 \approx n_{12} \cdot \Delta I_1 \quad (4-8)$$

$$I_{3Loss} = \frac{2}{k_S + 1} \cdot I_3 \approx \frac{2}{k_S} \cdot I_3 \quad (4-9)$$

以上より, 可飽和型オルセン=デバイスにおいては, 超電導トランスが非飽和時に励磁動作を行い, 高い電流比 $\Delta I_3 / \Delta I_1$ を得, また飽和時に転流動作を行い, 転流損失を微少とすることが可能であり, 効率よく励磁運転を行なうことが可能である。特に, 負荷コイル L_3 に対し, 最適化した条件で設計された可飽和型超電導トランスを用いる場合, 空心の非飽和型超電導トランスの数分の1以下の大きさとする事も可能となる。同等の性能効率であるならば, 超電導トランスは小型である程好ましく, 小型化されることにより, 応用分野も広がることと思われる。本章では最適設計に関する指針を得ることを目的として, 負荷電流 I_3 の変化等を考察している。

可飽和型オルセン = デバイスの動作も表わす。動作図は、非飽和型オルセン = デバイスのものと異なり、3つの領域に分けられている。中央の領域は、超電導トランスが非飽和である領域であり、領域(N)としている。また、非飽和領域(N)をはさむ2つの領域は、ともに飽和領域であり、それぞれ、左方(負)飽和領域(L), 右方(正)飽和領域(R)である。(Fig. 4-3)

可飽和型オルセン = デバイスにおける1次電流(I_1)と2次電流(I_2)の関係は、2次回路の状態により異なり、以下のとおりである。

(i) 超電導トランス2次側回路において、負荷コイル L_3 が、2次コイル L_2 と直列である場合、トランスの状態により、それぞれ、(4-10, 11)式となる。

$$\text{非飽和状態} : \Delta I_2 = \frac{\mu_{12}}{k_N + 1} \cdot \Delta I_1 \quad (4-10)$$

この場合、動作点は、(Fig. 4-3)における l_{1N} と平行に移動することは可能である。

$$\text{飽和状態} : \Delta I_2 = \frac{\mu_{12}}{k_s + 1} \cdot \Delta I_1 \quad (4-11)$$

この場合、動作点は、(Fig. 4-3)における l_{1s} と平行に移動することは可能である。

(ii) 超電導トランス2次側回路において、負荷コイル L_3 と2次コイル L_2 が、それぞれ並列的に短絡状態である場合、1次及び2次電流の関係は、トランスの状態によらず(4-12)式で与えられる。

$$\Delta I_2 = \mu_{12} \cdot \Delta I_1 \quad (4-12)$$

(4-12)式の場合、動作点は、領域“N”と“L”、及び“N”と“R”の境界線 l_{2L} 、 l_{2R} と平行に移動することが可能である。

抵抗転流時の動作点の移動、及び、負荷電流 (I_2) の変化等に関しては、第3章第1節に述べた、非飽和型オルセン・デバイスにおける場合と同様である。

以下の節では、以上の条件に従い動作図を作成し、それぞれの転流方式による励磁運転での動作点の移動と負荷電流の変化を考察する。

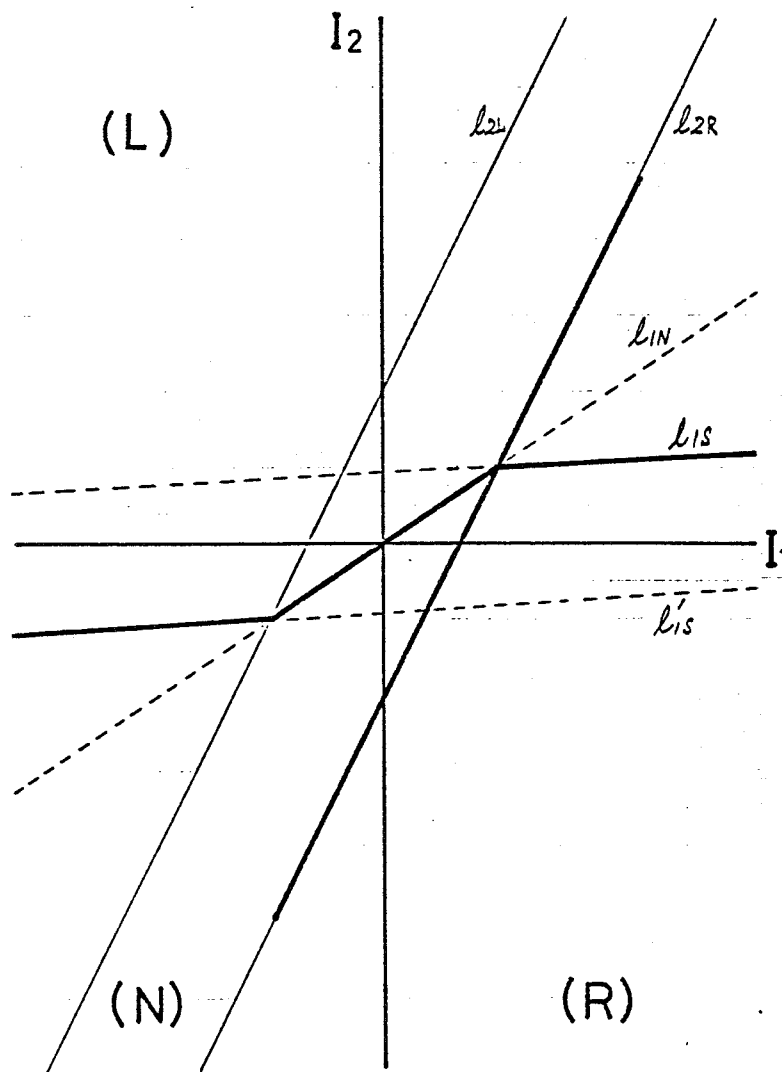


Fig.4- 3

(2) 可飽和型超電導トランスの特性

本章第1節において、(Fig. 4-1)で示したようなヒステリシス特性をもつ強磁性体を磁心とした、可飽和型超電導トランスを考える。この場合、磁心を非飽和状態とする磁場領域は、(4-13)式で与えられる。

$$-H_S < H_{(N)} < H_S \quad (4-13)$$

磁場 H が、(4-13)式を満たしているとき、磁心は高い透磁率を示し、励磁動作に適した状態となっている。このとき、磁心に与えられる磁場 H に関し、(4-14)式が成り立っている。

$$H = H_1 + H_2 \quad (4-14)$$

H_1 : 1次電流による磁場

H_2 : 2次電流による磁場

ここで、超電導トランス1次及び2次コイル(巻線)について、単位長さ当たりの巻数をそれぞれ n_1, n_2 とし、2次側永久電流値を I_{20} とすれば、(4-15, 16)式を得る。尚、 I_{10} は1次初期電流値である。

$$H_1 = n_1 I_1 = n_1 (I_{10} + \Delta I_1) \quad (4-15)$$

$$H_2 = -n_2 I_2 = -n_2 (I_{20} + \Delta I_2) \quad (4-16)$$

ΔI_2 は、 ΔI_1 により誘起された2次電流である。

以上より、

$$\Delta H = n_1 \Delta I_1 - n_2 \Delta I_2 \quad (4-17)$$

$$(H_0 = n_1 I_{10} - n_2 I_{20})$$

(4-1) 式より,

$$\Delta H = \frac{n_1 \cdot k_N}{k_N + 1} \cdot \Delta I_1 \quad (4-18)$$

非飽和状態を与える磁場領域幅は, $2H_S$ なので, 励磁1次電流値幅 I_{1ex} は (4-19) 式で与えられる。

$$I_{1ex} = \frac{1}{n_1} \cdot \frac{k_N + 1}{k_N} \cdot 2H_S \quad (4-19)$$

故に, (4-20) 式で与えられる1次電流領域においてのみトランスは非飽和状態となり, 励磁動作が可能である。

$$-\frac{k_N + 1}{n_1 \cdot k_N} \cdot 2H_S + f(I_{20}) < I_1 < \frac{k_N + 1}{n_1 \cdot k_N} \cdot 2H_S + f(I_{20}) \quad (4-20)$$

また, (4-19) 式より, 1回の励磁動作により増大する励磁負荷電流値幅 I_{3ex} は, (4-21) 式で与えられる。

$$I_{3ex} = \frac{\mu_2}{k_N + 1} \cdot I_{1ex} = \frac{1}{n_2 \cdot k_N} \cdot 2H_S \quad (4-21)$$

更にここで, トランスの磁心の断面積を S , 磁路長を l , 1次及2次の巻線数をそれぞれ N_1, N_2 とすれば, (4-21) 式は (4-22) 式へ書き換えられる。

$$I_{3ex} = \frac{\mu N_2 S}{L_3} \cdot 2H_S \quad (4-22)$$

$$\therefore L_3 = \mu N_2^2 \frac{S}{l} \quad (4-23)$$

(4-22) 式より、励磁電流値幅 I_{2ex} は、トランス磁心の断面積 S と二次巻線数 N_2 にのみ依存することがわかる。二次巻線数 N_2 が大きい程、同断面積の磁心を用いる場合、オルセン = デバイスとしての動作は好ましいものとなるが、 N_1 との関係で決定される負荷電流と一次電流の電流比 $\Delta I_2 / \Delta I_1$ が小さくなるため、電源装置の大容量化が要求される。

また、第3章第4節において、(3-44) 式として与えた非飽和型オルセン = デバイスの励磁回数 n_s は、可飽和型オルセン = デバイスにおいては、(4-24) 式で与えられる。

$$n_s = \frac{n_1 \cdot I_{max}}{H_s} \cdot \frac{\log \left\{ (1-p) \frac{k_s - 1}{k_s} \right\}}{\log \alpha_s} \quad (4-24)$$

以上を考慮して超電導トランスを設計することが、合理的な可飽和型オルセン = デバイスを設計する場合、最も重要である。

尚、強磁性体を磁心として用いることによるヒステリシス損失については、オルセン = デバイスの動作周期が 1 c/s 以下であり、本論文における実験で用いた程度の大きさの超電導トランスでは微小であったため考慮してはならない。

ただし、動作周期が 50 c/s 以上となる場合には、ヒステリシス損失は、システムにおいて重要な要素となることがわがっている。

(3) 抵抗転流方式による可飽和型オルセン = デバイスの動作

抵抗転流方式による励磁運転の手順は、第3章第2節に示した非飽和型オルセン = デバイスの場合と同様であるので、ここでは超電導トランス(磁心)の動作状態を中心に、動作点 $P(I_1, I_2)$ が磁心ヒステリシス曲線上を移動する様子を述べる。

まず、(Fig. 4-4) に示すヒステリシス曲線を考え、磁心の非飽和状態を与える一次電流値領域は、(4-25)式で与えられるものとする。

$$I_{1B} (= I_{1j}) < I_1 < I_{1D} (= I_{1q}) \quad (4-25)$$

初期状態としてヒステリシス曲線上に点 A をとり、動作点 $P = P_A(I_{1A}, I_{2A})$ とする。次に、一次電流 I_1 を正方向に変化(増大)させることにより動作点 P を点 B へ移動させる。この状態から動作点は非飽和領域に入り、磁心は非飽和状態となり、負荷コイルの励磁動作が始まる。更に、一次電流 I_1 を増大させてやれば、動作点 P は、ヒステリシス曲線上点 C を通過し点 D に致り、再び飽和領域に入る。この間の磁場 H 及び、一次、二次、負荷電流の関係は、以下の(4-26~34)式に示すとおりである。

$$H(I_{1B}) = -H_s \quad (4-26)$$

$$= n_1 I_{1B} - n_2 I_{2B} \quad (4-27)$$

$$H(I_{1D}) = H_s \quad (4-28)$$

$$= n_1 I_{1D} - n_2 I_{2D} \quad (4-29)$$

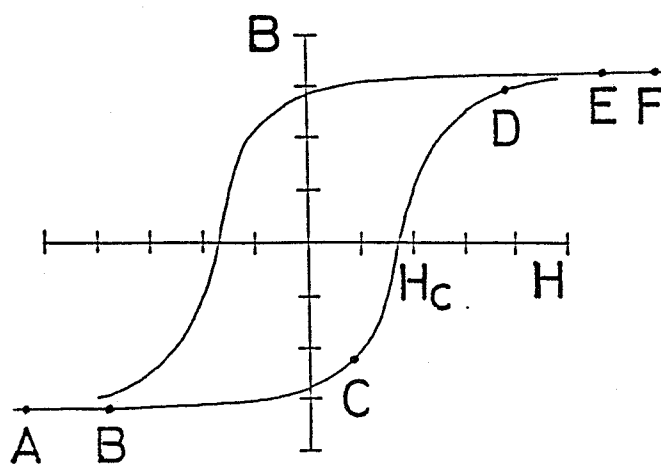


Fig.4-4

$$I_{2B} = \frac{n_1 I_{1B} + H_S}{n_2} \quad (4-30)$$

同様に、

$$I_{2D} = \frac{n_1 I_{1D} - H_S}{n_2} \quad (4-31)$$

故に、

$$\begin{aligned} |I_{3ex}| = I_{2ex} &= I_{2D} - I_{2B} \\ &= n_{12} (I_{1D} - I_{1B}) - \frac{2H_S}{n_2} \\ &= n_{12} \Delta I_1 - \frac{2H_S}{n_2} \end{aligned} \quad (4-32)$$

(4-18, 19)式より、

$$2H_S = \frac{n_1 \cdot k_N}{k_N + 1} \cdot \Delta I_1 = \frac{n_1 \cdot k_N}{k_N + 1} \cdot I_{1ex} \quad (4-33)$$

故に、

$$I_{2ex} = n_{12} \Delta I_1 - \frac{1}{n_2} \frac{n_1 k_N}{k_N + 1} \Delta I_1 = \frac{n_{12}}{k_N + 1} I_{1ex} \quad (4-34)$$

動作点Pが点Dに達した後は、1次電流 I_1 を増大させ、動作点Pを更に点Eに移動させても、動作点Pの移動が飽和領域で行われるため、負荷電流 I_3 の増大はほとんど起らない。

$$|\Delta I_3(D \rightarrow E)| = \Delta I_2(D \rightarrow E) = \frac{n_{12}}{k_N + 1} \Delta I_1(D \rightarrow E) \approx 0 \quad (4-35)$$

動作点Pの点Aから点Eへの移動が1回の励磁動作によるものであり、1回の励磁動作により、負荷電流 I_3 は I_{3A} から I_{3E} へと増大した。

$$I_{3A} \approx I_{3B} < I_{3C} < I_{3D} \approx I_{3E} \quad (4-36)$$

$$I_{3ex} = I_{3E} - I_{3A} \approx \frac{n_{12}}{k_N + 1} \cdot I_{1ex} \quad (4-37)$$

励磁動作における動作説明は以上であり、以下転流動作による動作点Pの

移動に関し述べる。

点Eにおいて抵抗転流を行なうものとし、また、この時、超電導トランス1次側は定電流的であり、1次電流 I_1 は変化しないものとする。

転流後の動作点Pの位置を点Fとすれば、転流前後の2次電流 I_2 の関係は、(4-38)式で与えられる。

$$I_{2F} = -\frac{k_s - 1}{k_s + 1} \cdot I_{2E} = -\alpha_s \cdot I_{2E} \quad (4-38)$$

1次電流 I_1 は変化しないので、(4-14~17)式により、以下の磁場 H についての関係式を得る。

$$H(E) = n_1 I_{1E} - n_2 I_{2E} \quad (4-39)$$

$$H(F) = n_1 I_{1F} - n_2 I_{2F} = n_1 I_{1E} + n_2 \alpha_s I_{2E} \quad (4-40)$$

$$\Delta H(E \rightarrow F) = H(F) - H(E) = n_2 (1 + \alpha_s) I_{2E} \quad (4-41)$$

以上より、 $\Delta H > 0$ であるため、転流動作により動作点Pは磁場 H の増大する方向に動くことが理解される。故に、(Fig. 4-4, 5)で示すように、動作点はヒステリシス曲線上も点Eから点Fへ移動する。また、この転流動作による移動を、動作図上に重ねて示せば、(Fig. 4-6)のように表わすことが可能であり、動作図上をヒステリシス曲線がシフトしてゆくことが理解される。

ここで、動作図上での動作点の移動を単純化して表わすために、ヒステリシス曲線に対し、(Fig. 4-7)に示す線分 \overline{BD} も与え、動作点はこの線分 \overline{BD} 上を可逆的に移動するものとする。この場合、動作図上において、ヒステリシス損失及び非可逆性を表現することは不可能であるが、1次電流 I_1 の変化に対する、2次電流 I_2 及び負荷電流 $I_3 (= |I_2|)$ の変化を表現することにおい

て問題は発生しない。この簡単化により抵抗転流方式による可飽和型オルセン=デバイスの励磁動作を表わした動作図が(Fig. 4-8)である。(Fig. 4-8)では、動作点 $\mathcal{C}(I_1, I_2)$ の移動における特徴が強張され描かれているため、実際の実験により得られる動作図とはかなり異なるものとなっている。特に、このままでは、動作図の縦軸(I_2 軸)に規則的な目盛りを付けることはできない。実際の励磁動作においては、飽和領域での負荷電流の変化は微小であり観測できない程であり、また、抵抗転流による損失もずいぶん小さいものである。(Fig. 4-8)において、 $A \rightarrow B \rightarrow C$, $D \rightarrow E \rightarrow F \rightarrow G$, 等が励磁動作による動作点の移動を表わしているが、実質的な励磁は、以下の抵抗転流方式による可飽和型オルセン=デバイスの必要条件及び合理性の条件(4-42~44)式より、動作点 $\mathcal{C}(I_1, I_2)$ が、動作図上の非飽和領域(N)を横切るように移動する。 $A \rightarrow B$, $E \rightarrow F$, 等の領域のみで行われていることが理解される。また、 $C \rightarrow D$, $G \rightarrow H$, 等は、抵抗転流動作による動作点の移動を表わしている。(Fig. 4-9~11)は、抵抗転流方式による励磁動作をダイヤグラムを用いて表わしたものであり、それぞれ第3章(Fig. 3-2~4)に対応している。

必要条件 及び 合理性の条件

(1) 磁心の透磁率が高い場合

$$L_{2N} \gg L_3 \gg L_{2S} \quad (\mu_r \approx 10^4) \quad (4-42)$$

(2) 磁心の透磁率がそれほど高くない場合

$$L_{2N} \approx L_3 \gg L_{2S} \quad (\mu_r \approx 10^3) \quad (4-43)$$

(3) 磁心の透磁率が低い場合

$$L_3 \approx L_{2N} > L_{2S} \quad (\mu_r \leq 10^2) \quad (4-44)$$

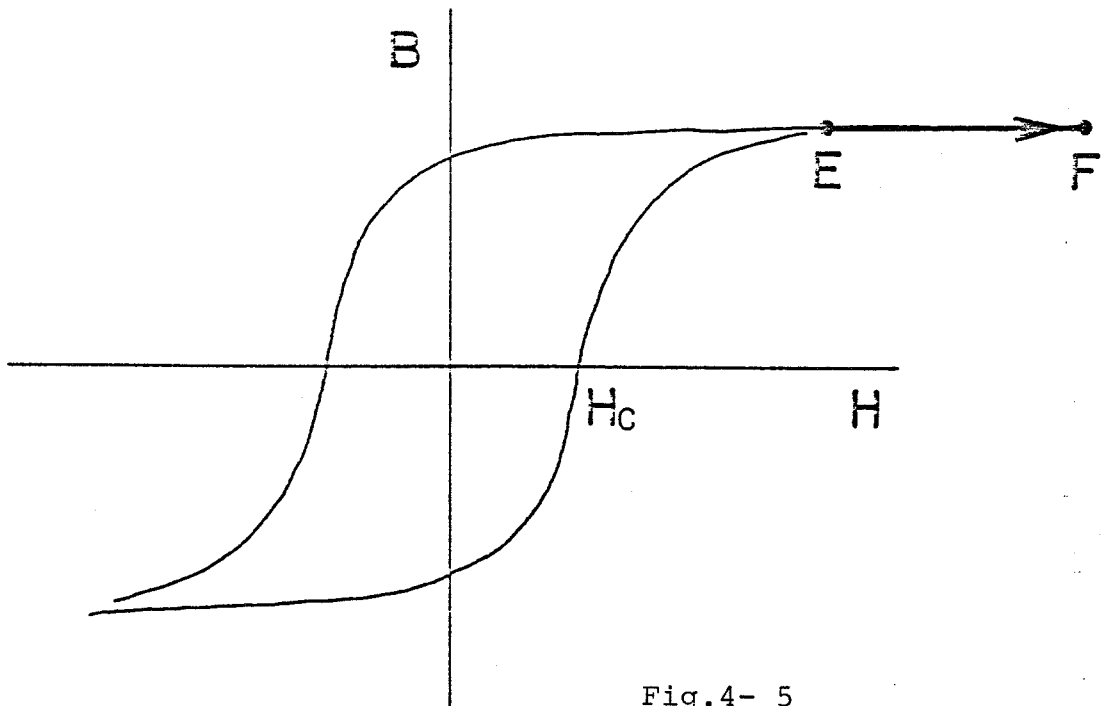


Fig.4- 5

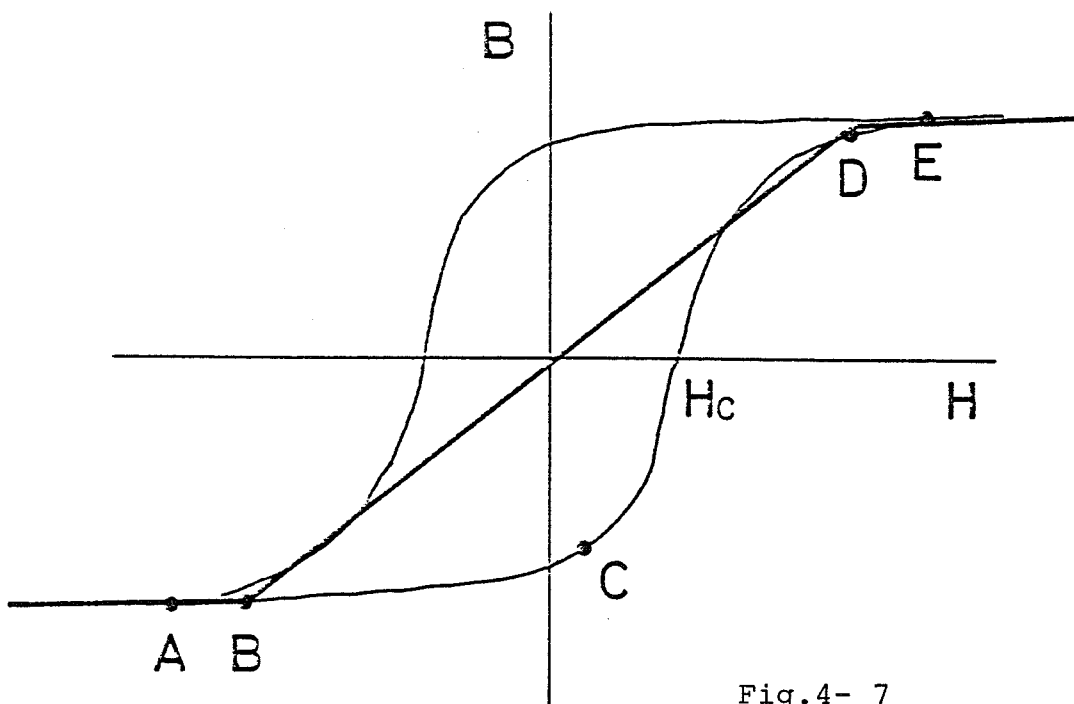


Fig.4- 7

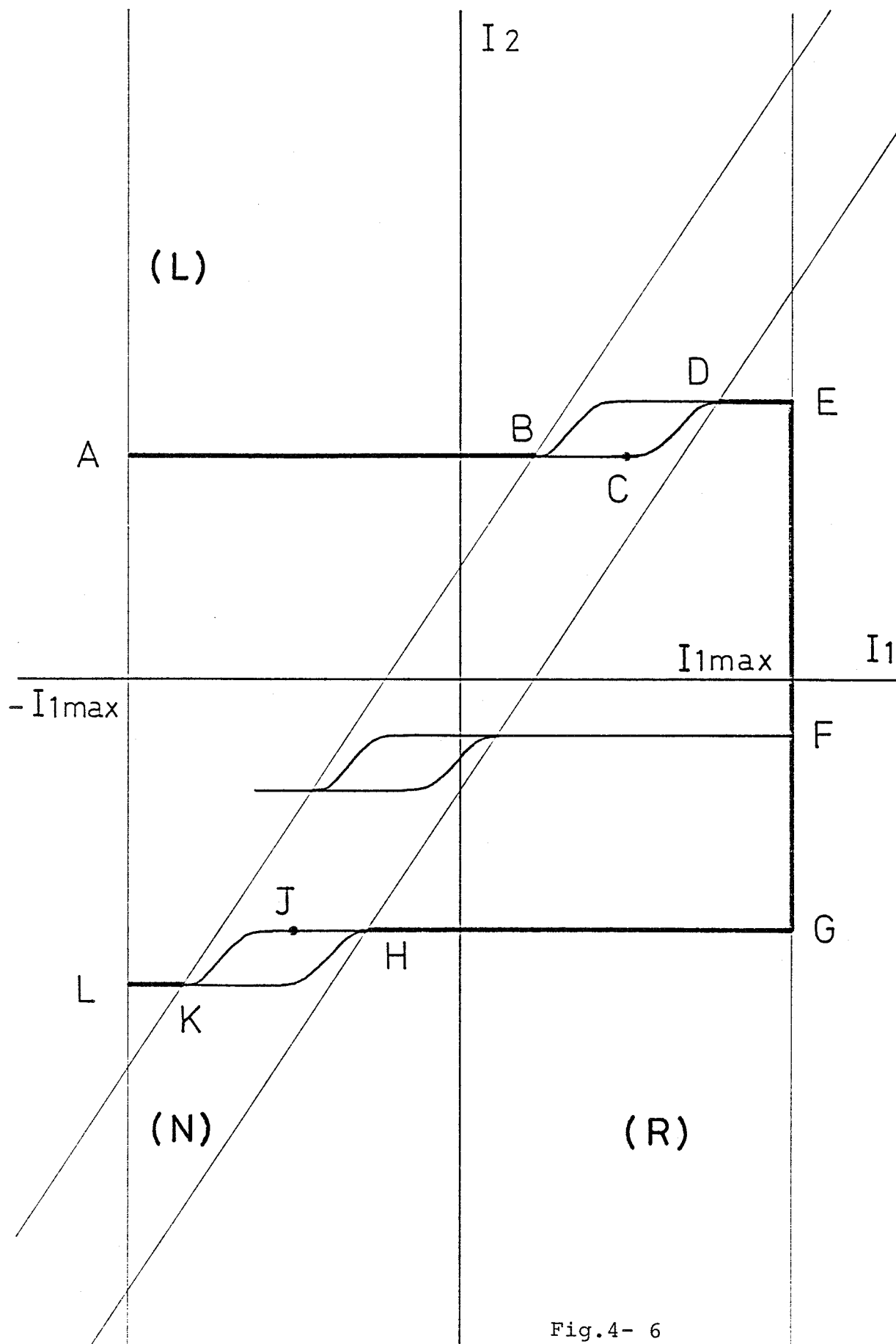


Fig.4- 6

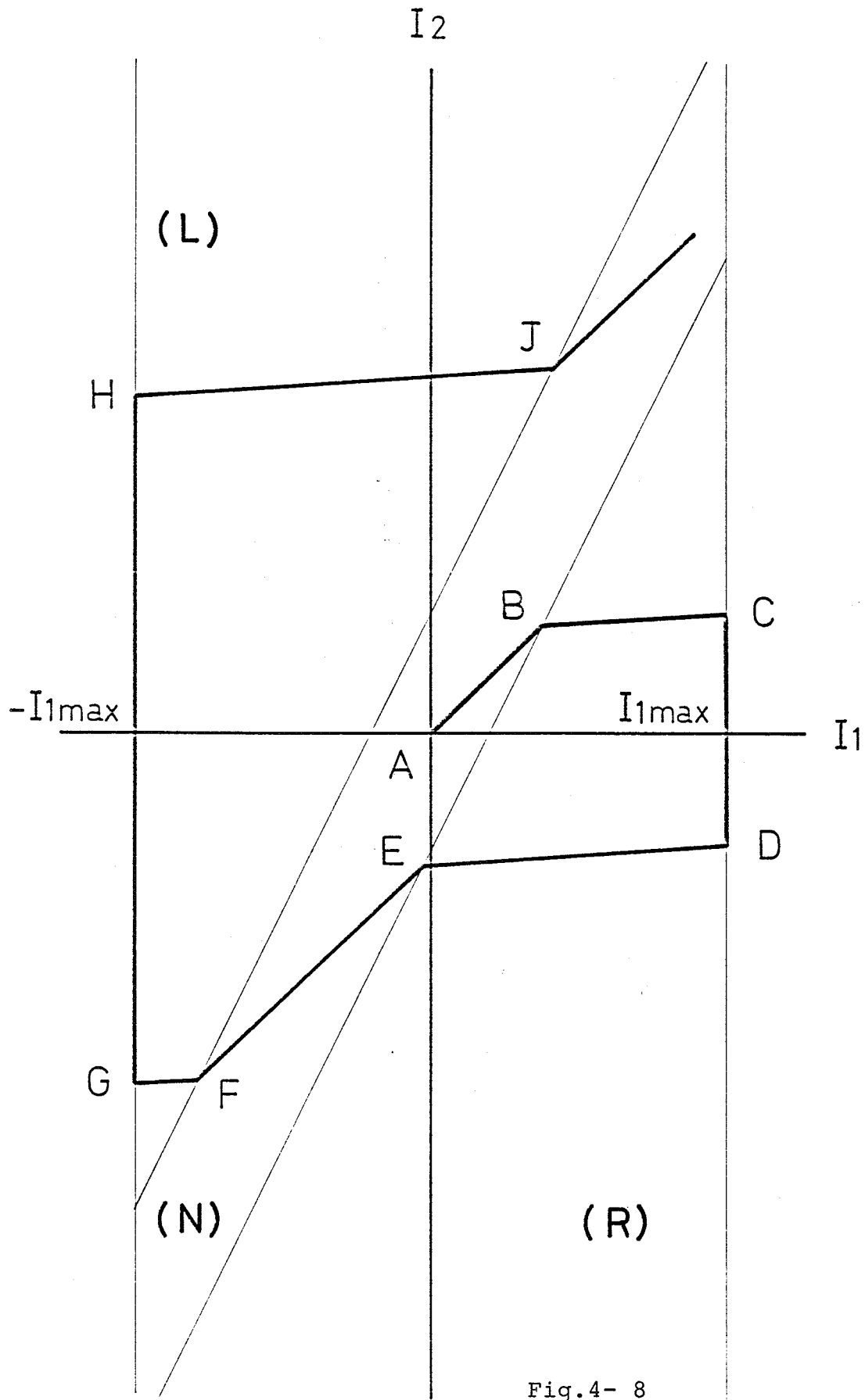


Fig.4- 8

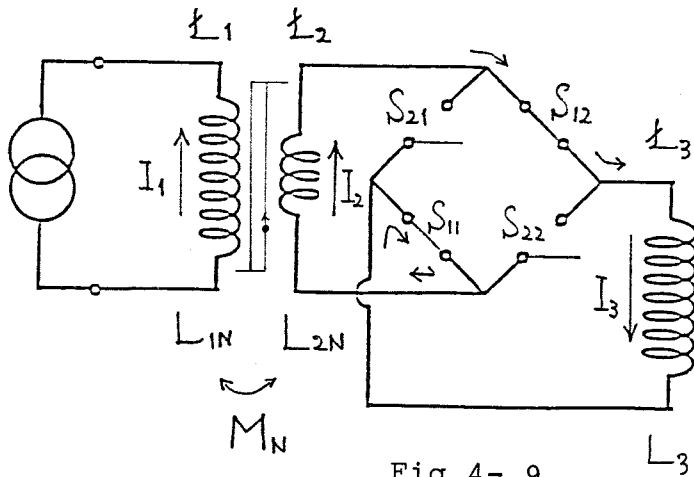


Fig.4-9

励磁動作状態

$$I_3(n) = I_3'(n-1) + \Delta I_3(n)$$

$$\Delta I_3(n) = \frac{n_{12}}{k_N + 1} \Delta I_1$$

$$n_{12} = (L_1 \cdot L_2)^{1/2}$$

$$k_N = L_3 / L_{2N}$$

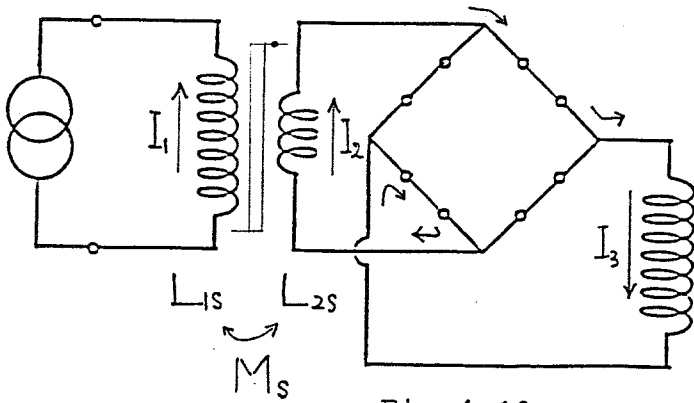


Fig.4-10

定常状態

$$I_3 = I_2$$

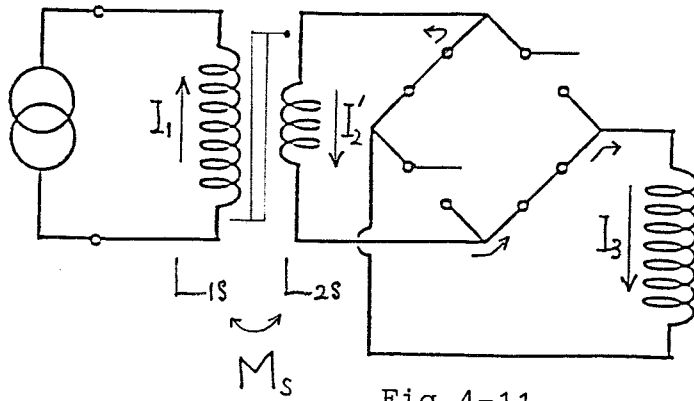


Fig.4-11

転流動作状態

$$I_3'(n) = \frac{k_s - 1}{k_s + 1} I_3(n)$$

$$I_{3loss}(n) = \frac{2}{k_s + 1} I_3(n)$$

可飽和型オルセン = デバイスを抵抗転流方式により励磁する場合の最大励磁負荷電流値 I_{3max} は、非飽和型オルセン = デバイスの場合と異なり、最大1次電流値 I_{1max} と超電導トランス巻線比 n_2 によって一意的に与えることはできない。最大励磁負荷電流値 I_{3max} は、トランス2次コイルの非飽和時のインダクタンス L_{2N} と負荷コイルのインダクタンス L_3 の大小関係に従い、(4-46, 47)式のように与えられる。

$$(1) \quad I_{3max} \approx n_2 (I_{1max} - I_H) + \frac{n_2}{k_N + 1} 2I_H \quad (4-45)$$

$$\approx n_2 I_{1max} - \left(1 - \frac{2n_2}{k_N + 1}\right) I_H \quad (L_{2N} > L_3) \quad (4-46)$$

$$(2) \quad I_{3max} \approx n_2 \cdot I_{1max} \quad (L_{2N} < L_3) \quad (4-47)$$

尚、 $I_H = \frac{1}{n_4} H_0$ である。

以下に、非飽和型オルセン = デバイスの場合と同じように、励磁動作回数 n と、励磁負荷電流値 $I_3(n)$ との関係も可飽和型オルセン = デバイスにおいて求める。第 n 回目の励磁動作後の負荷電流値を $I_3(n)$ とし、また、抵抗転流動作後の負荷電流値を $I_3'(n)$ とする。尚 (4-42~44) 式の条件より、励磁動作は超電導トランスが非飽和状態であるときのみ有効であるとし、トランスが飽和状態である場合の微小変化は無視するものとする。

(4-38) 式より

$$I_3'(n) = \frac{k_S - 1}{k_S + 1} \cdot I_3(n) = \alpha_S \cdot I_3(n) \quad (4-48)$$

$$I_{3ex}(n) = I_3(n) - I_3(n-1) \quad (4-49)$$

1回の励磁操作において、励磁1次電流値幅 I_{1ex} は、トランス磁心を非飽和状態とする1次電流領域のみであるため、(4-50)式で与えられる。

$$I_{1ex} = 2I_N = \frac{k_N + 1}{k_N} 2I_H \quad (L_{2s} \ll L_3) \quad (4-50)$$

故に、

$$I_{3ex}(n) = \frac{n_2}{k_N + 1} I_{1ex} = \frac{n_2}{k_N + 1} 2I_N, \quad (n \geq 2) \quad (4-51)$$

$$I_{3ex}(1) = \frac{n_2}{k_N + 1} I_N \quad (4-52)$$

以上より、

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k_s}{k_s - 1} \alpha_s^n\right) \frac{k_s + 1}{k_N + 1} n_2 I_N \quad (4-53)$$

(4-53)式において、 $n \rightarrow \infty$ とし、最大可能負荷電流値 $I_3'_{max}$ を定義すれば、(4-54, 55)式を得る。

$$I_3'_{max} = \frac{k_s + 1}{k_N + 1} n_2 I_N \quad (4-54)$$

$$= \frac{k_s + 1}{k_N} n_2 I_H = \frac{k_s + 1}{n_2 k_N} H_s \quad (4-55)$$

可飽和型オルセン = デバイスを抵抗転流方式によって励磁した場合の最大負荷励磁電流値は、(4-46, 47)式による値と(4-55)式による値のうち小さい方の値によって決定される。このことは、可飽和型オルセン = デバイスを抵抗転流方式によって励磁した場合の特徴であり、最適設計を行う場合、考慮しなければならない重要な要素となる。

(4-46, 47)式は、トランス1次側に用いた電源装置の容量により制限された最大励磁負荷電流値 I_{3max} を与えており、(4-54)式は、転流損失により制限された最大可能負荷電流値 $I_3'_{max}$ を与えている。 $I_3'_{max}$ は、励磁回数 n を

無限大として与えられる値であるため、合理的な設計を考える場合、(4-56)式によつて I_{3max} を決定すべきである。

$$I_{3max} = I_3(n) = \rho' I_{3max}' \quad (4-56)$$

ρ' : 励磁率

励磁率 ρ' を小さくする程 効率が高くなるが、目的とする最大励磁負荷電流値 I_{3max} に対する、超電導トランスは大型のものが必要となる。効率を高くすることが重要な場合は、後の節において述べる誘導転流方式等の方式によることが適当であるので、制御の容易さから、抵抗転流方式とする場合、励磁率 ρ' は 0.1 ~ 0.2 程度以下とすることが合理的だと思われる。また、非飽和時の二次インダクタンス L_{2N} と負荷インダクタンス L_3 の関係は、(4-57)式を満たすべきであると考えられる。

$$L_{2N} \gg L_3 \quad (\gg L_{2S}) \quad (4-57)$$

$$I_H = n_1 H_S = \frac{k_N + 1}{k_N} \cdot I_N \quad (4-58)$$

(4-46)式より、

$$I_{3max} = n_{12} I_{3max}' - (k_N + 1 - 2n_{12}) \frac{1}{k_N} I_N \quad (4-59)$$

(4-56)式他より

$$= \rho' \frac{k_S + 1}{n_{12} \cdot k_N} \cdot H_S = \rho' (k_S + 1) \frac{\mu N_2 S}{L_2} \cdot H_S \quad (4-60)$$

$$\rho' = 1 - \frac{k_S}{k_S - 1} \alpha_S^n \quad (4-61)$$

抵抗転流動作時における損失は、(4-53)式と第3章(3-16)式との相似により、(4-62, 63)式の様に求められる。第 n 回目の抵抗転流により発生する損失を $E_{loss}^{(n)}$ とし、第 n 回目までの損失の和を $P_{loss}^{(n)}$ とする。

$$E_{\text{loss}}^{(n)} = \frac{2k_s}{(k_s+1)^2} L_3 I_3^2(n) \quad (4-62)$$

$$P_{\text{loss}}^{(n)} = \sum_{m=1}^n E_{\text{loss}}^{(m)}$$

$$= \left\{ n - \left(\frac{1}{k_s-1}\right)^2 - k_s \frac{1-\alpha_s^n}{\alpha_s} + \frac{k_s^2}{4} \frac{1-\alpha_s^{2n}}{\alpha_s^2} \right\} \frac{2k_s L_3}{n_2^2 \cdot k_N^2} \cdot H_s^2 \quad (4-63)$$

以上で、抵抗転流方式による可飽和型オルセン = デバイスの動作は記述される。

尚、本節では、励磁運転の初期状態において、トランス磁心は消磁されているものとしていたので、実験結果と比較するときに補正を要する場合が存在する。特に、トランスの非飽和状態を与える一次電流値において、(4-64)式の関係が成り立つ場合、及び、励磁回数が少ない場合は、励磁図に示した補正が必要である。

$$\frac{I_N}{I_{\text{max}}} < 5 \sim 10 \quad (4-64)$$

負荷電流 $I_3(n)$ に関する補正は、第6章において、実験結果の考察において行っている。

(4) 誘導転流方式による可飽和型オルセン=デバイスの動作

誘導転流方式による励磁運転の手順は、第3章第3節において示した非飽和型オルセン=デバイスの運転手順と同様であるが、可飽和型オルセン=デバイスの場合は、転流動作時のみならず励磁動作時においてもトランス1次電流 I_1 を制御することにより、ヒステリシス損失等の最小化が可能である。(Ref.) ヒステリシス損失等を最小化することにより与えられるシステム効率への影響については後に述べることにし、ここでは励磁動作時に1次電流 I_1 の制御を行った場合、及び行わなかった場合の双方の動作図 (Fig. 4-12, 13) を示し、負荷電流 I_2 の変化の様子等について考察する。

(Fig. 4-12) は、励磁動作時に1次電流 I_1 の制御を行わなかった場合の動作図であり、(Fig. 4-13) は、1次電流 I_1 の制御を行った場合の動作図である。ここで、(Fig. 4-13) から明らかのように、1次電流 I_1 の制御は、動作点Pの移動を常に非飽和領域(N)の境界も含めて内部のみに制限するように行なうものであり、超電導トランスは常に非飽和状態となっている。トランス磁心のヒステリシス曲線が (Fig. 4-14) に示されるように与えられる場合は、どちらの方式によっても、負荷電流 I_2 の増大等に関する結果は同等であるが、実際の強磁性体のヒステリシス曲線は (Fig. 4-15) に示されるように与えられるため、1次電流 I_1 を制御する方式では、動作点が常にヒステリシス曲線上のマイナーループを描くことになり、励磁回数 n に対する負荷電流 I_2 の値は減少してしまう。ここでは、トランス磁心の磁場 H に対する状態は、本章第3節 (Fig. 4-7) に示す折れ線 $ABDE$ で与えられるものとし考察を進める。また、誘導転流方式においては、抵抗転流方式における必要条件 ($L_3 \gg L_{2s}$) は、特に要せず、負荷コイルインダクタンス L_3 と飽和2次コイルインダクタンス L_{2s} の関係は (4-65) 式としてよい。

$$L_3 \geq L_{2s} \quad (4-65)$$

このため、(4-65)式の条件のもとでは、トランスが飽和状態の場合も負荷コイル L_3 の励磁を進行させることが可能となる。特に、超電導トランスにおいて、非飽和状態でのコイルインダクタンス L_N と飽和状態でのコイルインダクタンス L_S の比の値 L_N/L_S が小さい場合は、飽和状態における負荷電流 I_3 の増大は励磁効率(励磁回数 n との関係)に大きな影響を与え重要となる。しかしながら、まずは、非飽和-飽和インダクタンス比の値 L_N/L_S は十分大きな値($10^3 \sim$)であり、負荷コイル L_3 の励磁は、トランスが非飽和状態であるときのみ可能であるとして考察を行う。

尚、(Fig. 4-12)において、励磁動作による動作点 $P(I_1, I_2)$ の移動は、 $A \rightarrow B \rightarrow C$, $D \rightarrow E \rightarrow F \rightarrow G$, 等であり、実際に励磁が行われる領域は $A \rightarrow B$, $E \rightarrow F$ 等である。また、誘導転流動作による移動は、 $C \rightarrow D$, $G \rightarrow H$, である。

(Fig. 4-13)において、励磁動作による動作点 $P(I_1, I_2)$ の移動は、 $A \rightarrow B$, $E \rightarrow F$, 等であり、この領域全域で実質的な励磁が行われている。また、誘導転流動作による移動は、 $B \rightarrow E$, $F \rightarrow J$, である。

(Fig. 4-16~19)は、誘導転流方式による励磁動作をダイヤグラムを用いて表わしたものであり、それぞれ第3章(Fig. 3-6~9)に対応している。また、(Fig. 4-20)は、動作図上に磁心における動作点の動きを記入したものである。

以上より、負荷電流 I_3 の増大していく様子が、1次電流 I_1 の制御による可飽和型オルセン=デバイスにおける励磁回数 n と負荷電流値 $I_3(n)$ の関係は以下のように与えられる。

第3章第3節において考察したように、非飽和型オルセン=デバイスの場合は、励磁負荷電流値 I_3 の増大により、比例的に転流制御1次電流値幅 I_{1ex} が増大し、伴って励磁1次電流値幅 I_{2ex} が減少し、そのため、励磁回数 n の増大とともに、負荷電流の増大値 $I_{3ex}(n)$ は減少してゆき、これらとの関係により、最大励磁負荷電流値 I_{3max} が与えられる。これに対し、可飽和型オルセン=デバイスの場合の状況はかぶり異なっている。可飽和型オルセン=デバ

イスの場合も、励磁負荷電流値 I_3 の増大に従って転流制御1次電流値幅 $I_{1\text{cont}}$ は増大するが、(4-66)式が満たされる場合、(有効)励磁1次電流値幅 $I_{1\text{ex}}$ は、動作図の1次電流転軸 (I_1 軸) 上においてその領域を変化させるのみであり、値幅は減少し得る。

$$I_N \ll (\ll) I_{\text{max}} \quad (4-66)$$

初期状態として、負荷電流 I_H が零であり、磁心が消磁されている状態を考えれば、超電導トランスに非飽和状態を与える有効励磁1次電流値領域は、(4-67, 68)式で与えられる。

$$-I_N \leq I_{1\text{ex}}(1) \leq I_N \quad (4-67)$$

$$2(n-1)(I_N - I_H) - I_N \leq I_{1\text{ex}}(n) \leq 2(n-1)(I_N - I_H) + I_N \quad (4-68)$$

(4-68)式においては、励磁回数によって1次電流 I_1 に対する励磁方向が変化するため、励磁の進む方向を1次電流 I_1 の正方向として記述している。更に、(4-68)式を書き換えて、(4-69)式以下を得る。

$$(2n-3-k_N) \frac{H_s}{n_1 k_N} \leq I_{1\text{ex}}(n) \leq (2n-1+k_N) \frac{H_s}{n_1 k_N} \quad (4-69)$$

故に、

$$I_{1\text{ex}}(n) = \frac{2}{n_1 k_N} H_s \quad (4-70)$$

ここで、(4-70)式を満たす励磁回数 n の最大値を n_{max} とし (4-71)式で与えた場合、 $n < n_{\text{max}}$ である励磁回数 n における励磁負荷電流値 $I_3(n)$ の値は、(4-72)式で与えられる。

$$n_{max} = \frac{1}{2} (n_1 k_N \frac{I_{max}}{H_s} + 1 - k_N) \quad (4-71)$$

$$I_3(n) = \frac{2n-1}{n_2 k_N} \cdot H_s \quad (4-72)$$

故に、

$$I_3(n_{max}) = n_{12} I_{max} - \frac{H_s}{n_2} \quad (4-73)$$

n_{max} 回目の励磁操作による動作点 $P(I_1, I_2)$ の移動は、(Fig. 4-21) に示すとおりである。故に、更に励磁操作を行なうことにより、(Fig. 4-22) のように動作点 $Q(I_1, I_3)$ を移動させ、負荷電流 I_3 を増大させることが可能である。(Fig. 4-22) は、他の動作図とは異なり、縦軸として負荷電流値 I_3 をとり、横軸としてトランス 1 次電流の絶対値をとったものである。(Fig. 4-22) より、最大励磁負荷電流値 I_{3max} は、(4-74, 75) 式で与えられることがわかる。

$$I_{3max} = n_{12} I_{max} \quad (L_3 \geq L_{2N}) \quad (4-74)$$

$$I_{3max} = I_3(n_{max}) + \frac{2 \cdot H_s}{n_2(k_N+1)} \quad (L_3 \ll L_{2N}) \quad (4-75)$$

以上により、誘導転流方式による可飽和型オルセン=デバイスの運転における負荷電流 I_3 と励磁回数 n の間の関係は示されたが、(4-66) 式の条件が満たされる場合、最大励磁負荷電流値 I_{3max} と I_{3max} 致達励磁回数 n_{max} を、近似的に、(4-76, 77) 式で与えるものとする。

$$n_{max} = \frac{n_1 k_N I_{max}}{2 H_s} \left(-\frac{k_N}{2} \right) \quad (4-76)$$

$$I_{3max} = n_{12} I_{max} \quad (4-77)$$

抵抗転流方式との比較を行なえば、最大励磁負荷電流値 $I_3 \max$ については、(4-46, 47)式と(4-77)式により全く同等であることがわかる。励磁回数 n においては、負荷電流値 $I_3(n)$ が、それぞれ以下の式により与えられるため、誘導転流方式の方が優れているように見える。

抵抗転流方式

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k_s}{k_s - 1} \alpha_s^n\right) \frac{k_s + 1}{k_N + 1} n_2 I_N \quad (4-53)$$

$$= \left(1 - \frac{k_s}{k_s - 1} \alpha_s^n\right) \frac{k_s + 1}{n_2 k_N} \cdot H_s \quad (4-78)$$

誘導転流方式

$$I_3(n) = \frac{2n - 1}{n_2 k_N} \cdot H_s \quad (4-79)$$

しかしながら上記結果は、(4-78)式の場合、動作図(Fig. 4-8)における飽和領域での負荷電流 I_3 の増大を考慮せず、抵抗転流損失のみを考慮した結果であり、 $L_{2s} < L_3$ の条件が満たされる場合においては、飽和領域での負荷電流 I_3 の増大を考慮することによって、抵抗転流方式による場合と、1次電流を制御しない場合の誘導転流方式による場合とは全く同一の式により $I_3(n)$ が与えられることが、(Fig. 4-8)と(Fig. 4-12)を同一の動作図上に重ねて描くことにより理解される。当然のことながら、1次電流を制御した場合の誘導転流方式により与えられる $I_3(n)$ は、他の場合より少し小さな値となる。

いずれの方式によっても、比透磁率が十分大きい場合、負荷電流値 $I_3(n)$ は、(4-79)式で与えられる。この時、抵抗転流方式により定義される励磁率 p' は十分小さな値であることが必要である。 ($p' \approx 10^{-2}$)

以下、飽和領域における負荷電流 I_3 の増大をも考慮した、励磁回数 n と負荷電流値 $I_3(n)$ の関係を示す。

$I_3(n)$, $I_{3ex}(n)$, $I_{1com}(n)$ 等の定義は全て、第3章第3節における、非飽和型オルセン=デバイスの場合と同様であるとする。

$$I_3(n) = I_3(n-1) + I_{3ex}(n) \quad (4-80)$$

$$I_{3ex}(n) = \frac{\mu_2}{k_N+1} I_{1ex} + \frac{\mu_2}{k_S+1} \{2I_{1max} - I_{1ex} + I_{1com}(n-1)\} \quad (4-81)$$

$$I_{1com}(n) = -\frac{2}{\mu_2} I_3(n-1) \quad (4-82)$$

初期条件より、

$$I_3(1) = I_{3ex}(1) = \frac{\mu_2}{k_N+1} \frac{I_{1ex}}{2} + \frac{\mu_2}{k_S+1} \left\{ I_{1max} - \frac{I_{1ex}}{2} \right\} \quad (4-83)$$

以上より、

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k_S}{k_S-1} \alpha_S^n\right) \mu_2 \left\{ I_{1max} + \frac{k_S}{k_S+\mu_r} (\mu_r-1) \frac{I_{1ex}}{2} \right\} \quad (4-84)$$

$$I_{1ex} = 2I_N = 2 \frac{k_S+\mu_r}{\mu_1 k_S} \cdot H_0 \quad (4-85)$$

故に、

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k_S}{k_S-1} \alpha_S^n\right) \left(\mu_2 I_{1max} + \frac{\mu_r-1}{\mu_2} \cdot H_0 \right) \quad (4-86)$$

(4-86)式によつて、トランス1次電流に制御をうけない、全てのオルセン=デバイスの負荷電流値 $I_3(n)$ と励磁回数 n の関係が与えられる。

$\mu=1$ とすれば、非飽和型オルセン=デバイスにおいて求めた(3-16, 43)式と一致する。また、(4-86)式は、 $L_{2S} < L_3$ の条件下において、抵抗転流方式における励磁回数 n と負荷電流値 $I_3(n)$ の関係をも与えており、後の節で述べる、励磁転流方式による可飽和型オルセン=デバイスにおいてもそのまま成立する。ただし、励磁回数 n は、(4-87)式によつて制限される。

$$n_{max} = \frac{\log \left\{ \frac{(\mu_r - 1) H_p}{n_1 I_{max} + (\mu_r - 1) H_p} \cdot \frac{k_s - 1}{k_s} \right\}}{\log \alpha_s} \quad (4-87)$$

以上により、誘導転流方式による可飽和型オルセン = デバイスの励磁運転における負荷電流値と励磁回数との関係は全て記述された。

以下に比較のためまとめておく。

(1) 1次電流を制御しなかった場合

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k_s}{k_s - 1} \alpha_s^n \right) \left(n_2 I_{max} + \frac{\mu_r - 1}{n_2} \cdot H_p \right)$$

$$n_{max} = \frac{\log \left\{ \frac{(\mu_r - 1) \cdot H_p}{n_2 I_{max} + (\mu_r - 1) \cdot H_p} \cdot \frac{k_s - 1}{k_s} \right\}}{\log \alpha_s}$$

(2) 1次電流を制御しヒステリシス損失等に関する最適化を計った場合

$$I_3(n) = \frac{2n - 1}{n_2 k_H} \cdot H_p$$

$$n_{max} = \frac{1}{2} \left(n_1 k_H \frac{I_{max}}{H_p} + 1 - k_H \right)$$

(1), (2) のどちらの場合においても、励磁回数 $n = n_{max}$ において、最大励磁負荷電流値 I_{3max} を得る。可飽和型オルセン = デバイス設計においては、条件パラメータ (I_{max} , H_p , μ_r , etc) より、それぞれ n_{max} を求め、後の節で述べる損失の評価とあわせ、適切な方式を選ぶことが重要である。

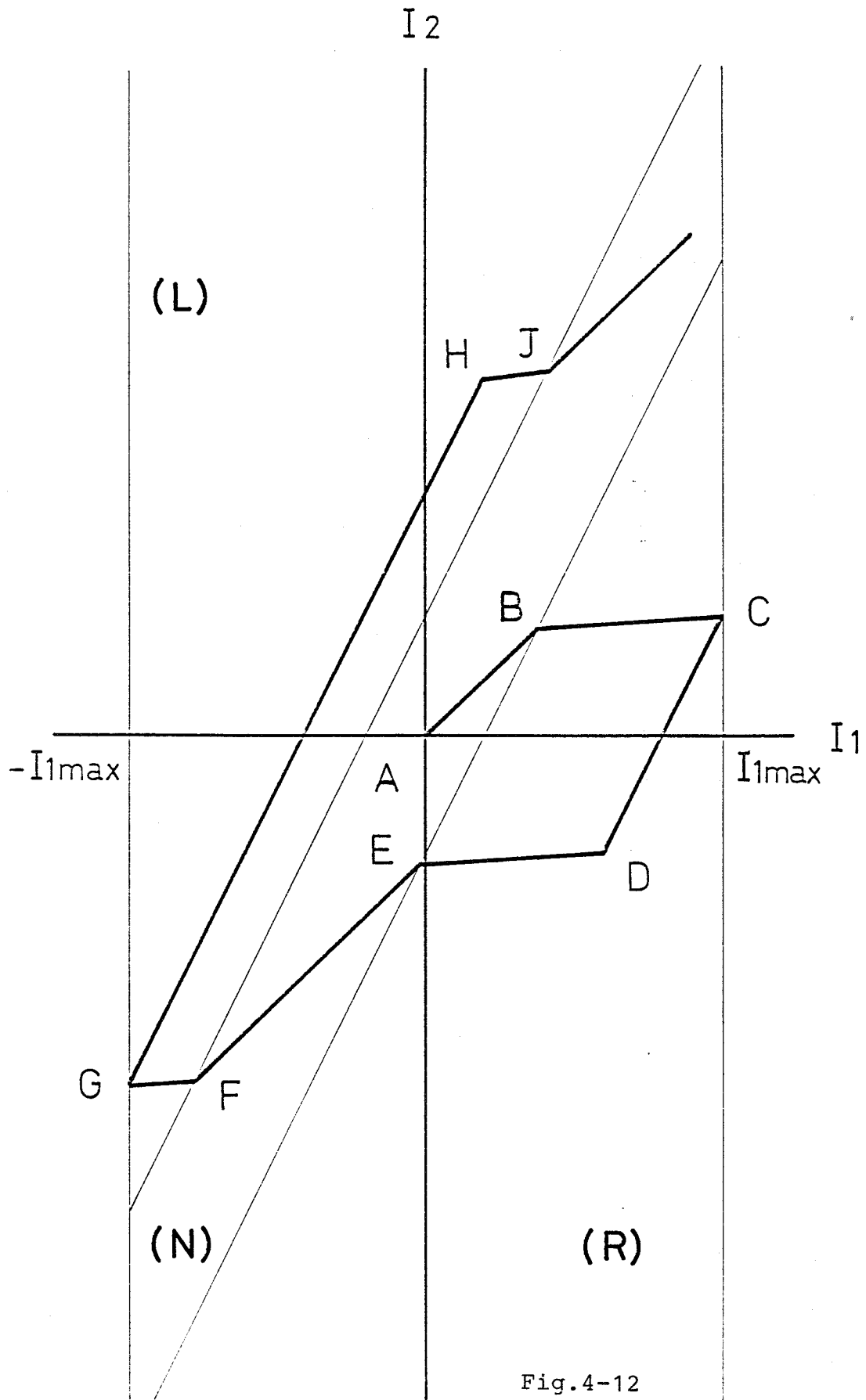


Fig.4-12

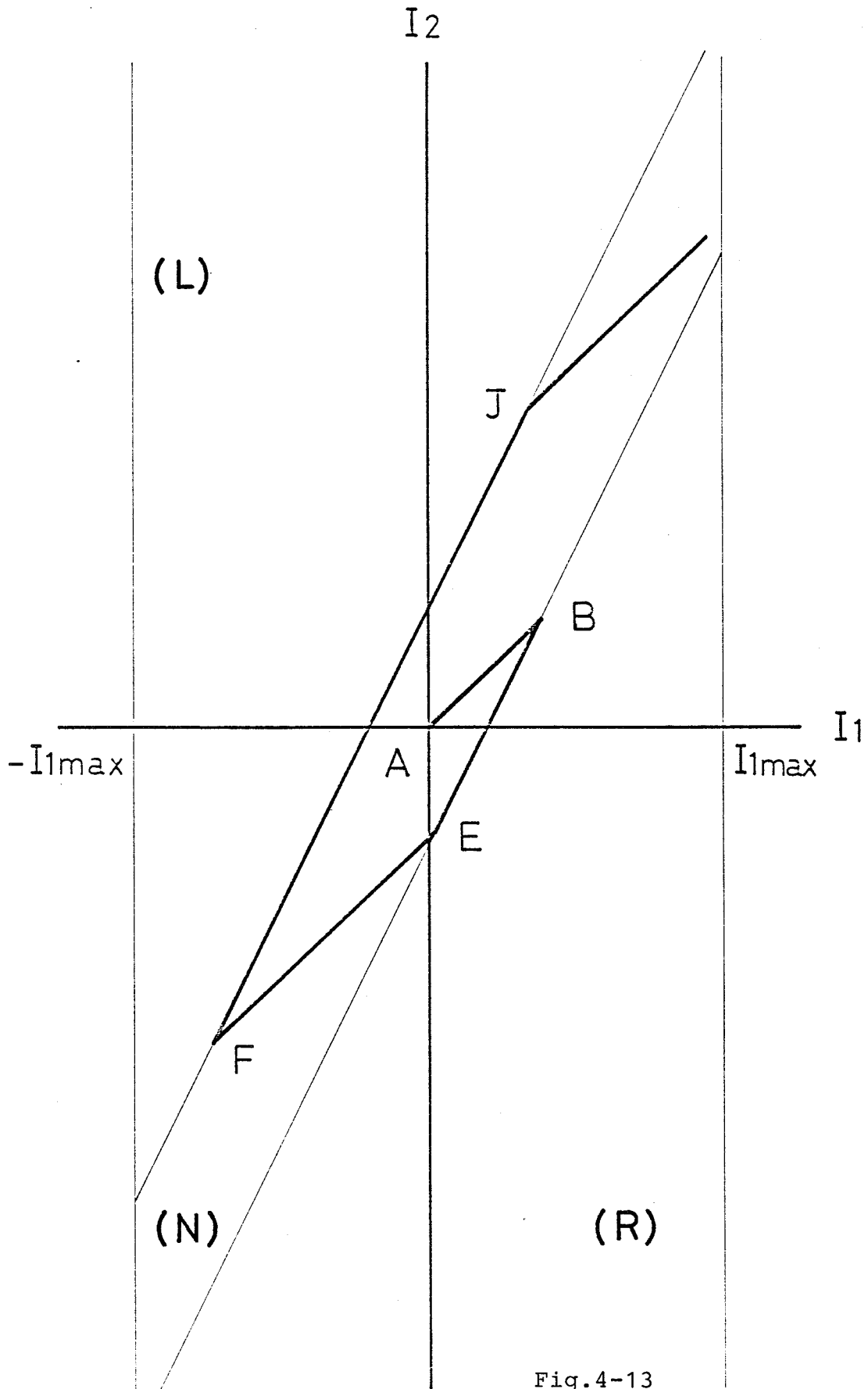


Fig.4-13

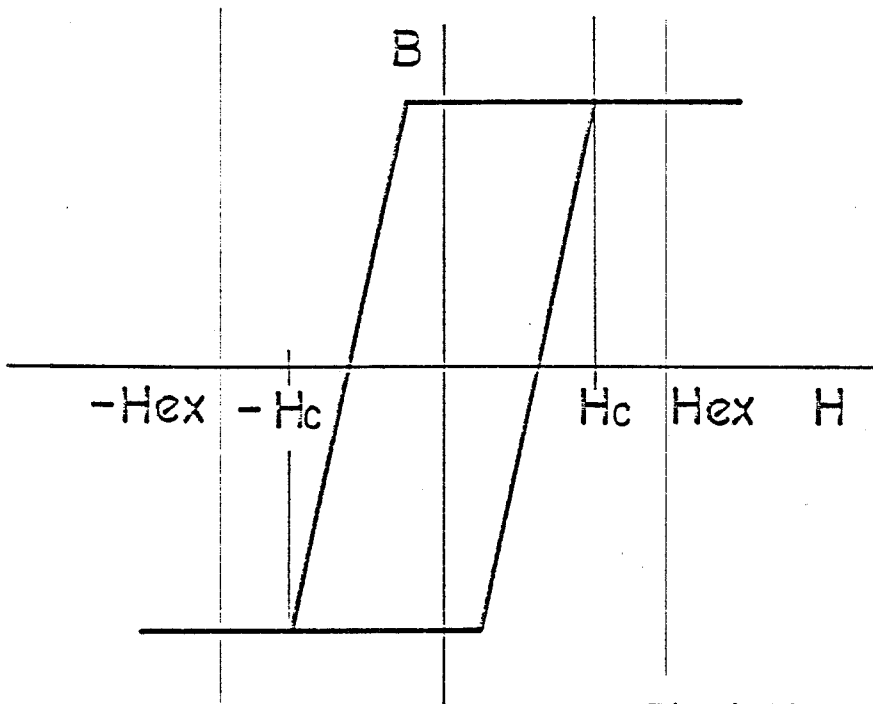


Fig.4-14

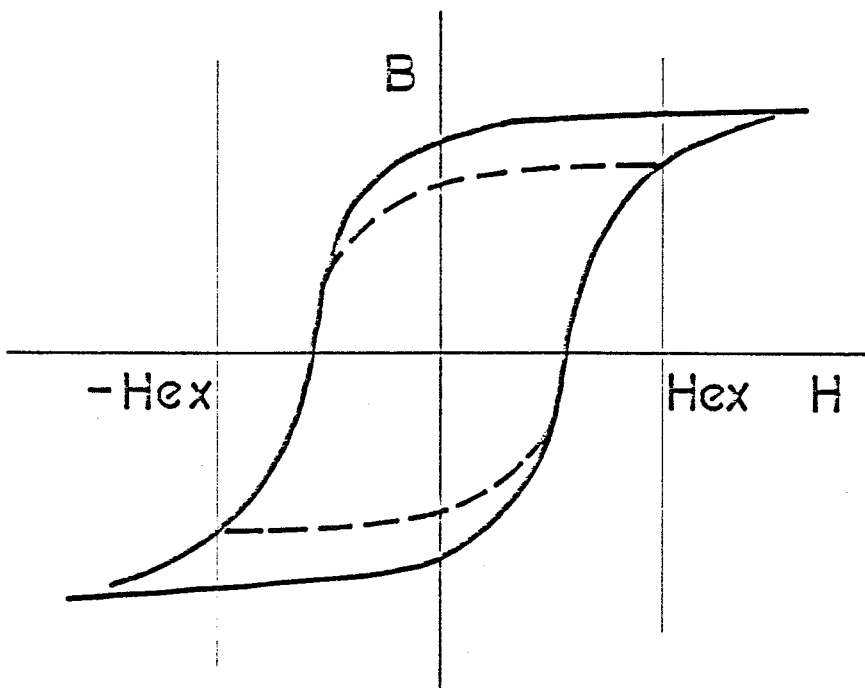


Fig.4-15

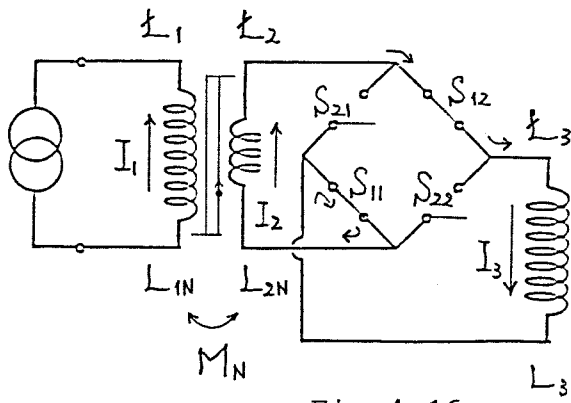


Fig. 4-16

励磁動作狀態

$$I_3(n) = I_3(n-1) + \Delta I_3(n)$$

$$\Delta I_3(n) = \frac{n_{12}}{k_N + 1} \cdot I_{1ex}(n)$$

$$I_{1ex}(n) = 2I_{1max} - \frac{2}{n_{12}} I_3(n-1)$$

$$\approx \frac{k_N + 1}{n_1 \cdot k_N} 2H_s$$

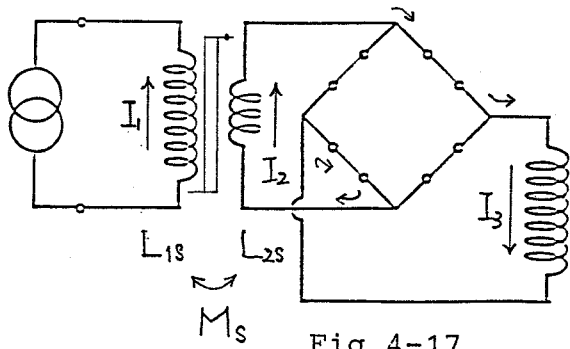


Fig. 4-17

定常狀態

$$I_3 = I_2$$

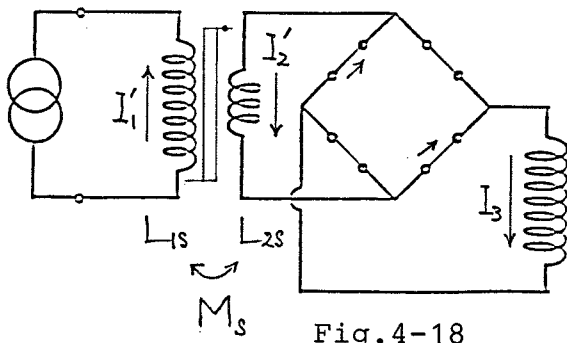


Fig. 4-18

誘導轉流動作狀態

$$I'_2(n) = -I_2(n)$$

$$I'_1(n) = 2I_{1max} + I_{1com}(n)$$

$$I_{1com}(n) = -\frac{2}{n_{12}} I_3(n)$$

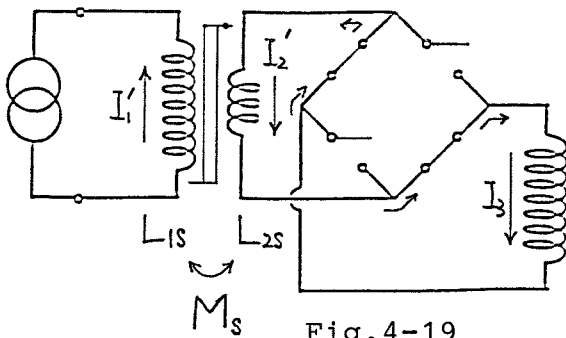


Fig. 4-19

誘導轉流終了狀態

$$I'_2(n) = I_3(n)$$

$$I'_1(n) = 2I_{1max} - \frac{2}{n_{12}} I_3(n)$$

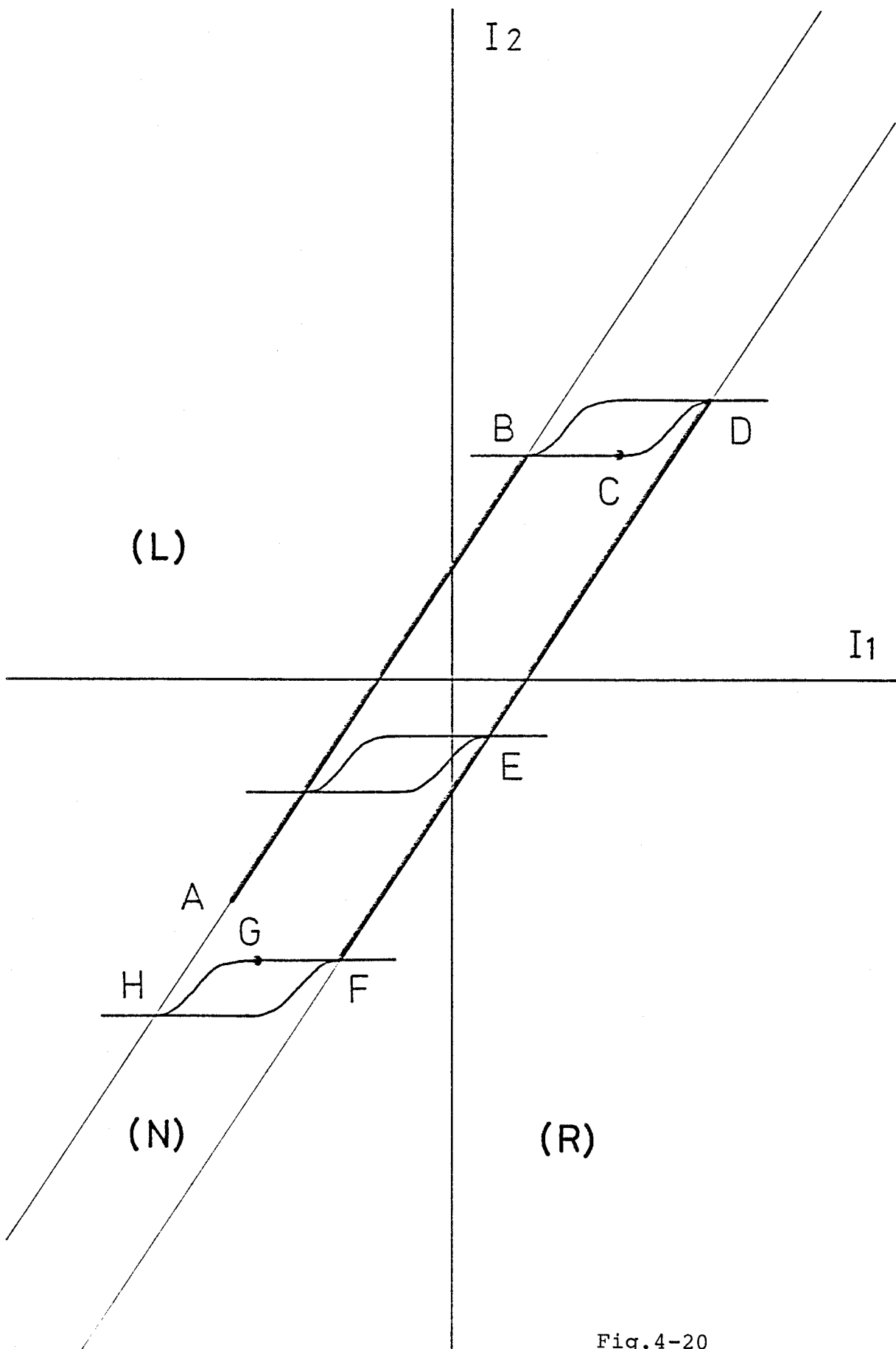


Fig.4-20

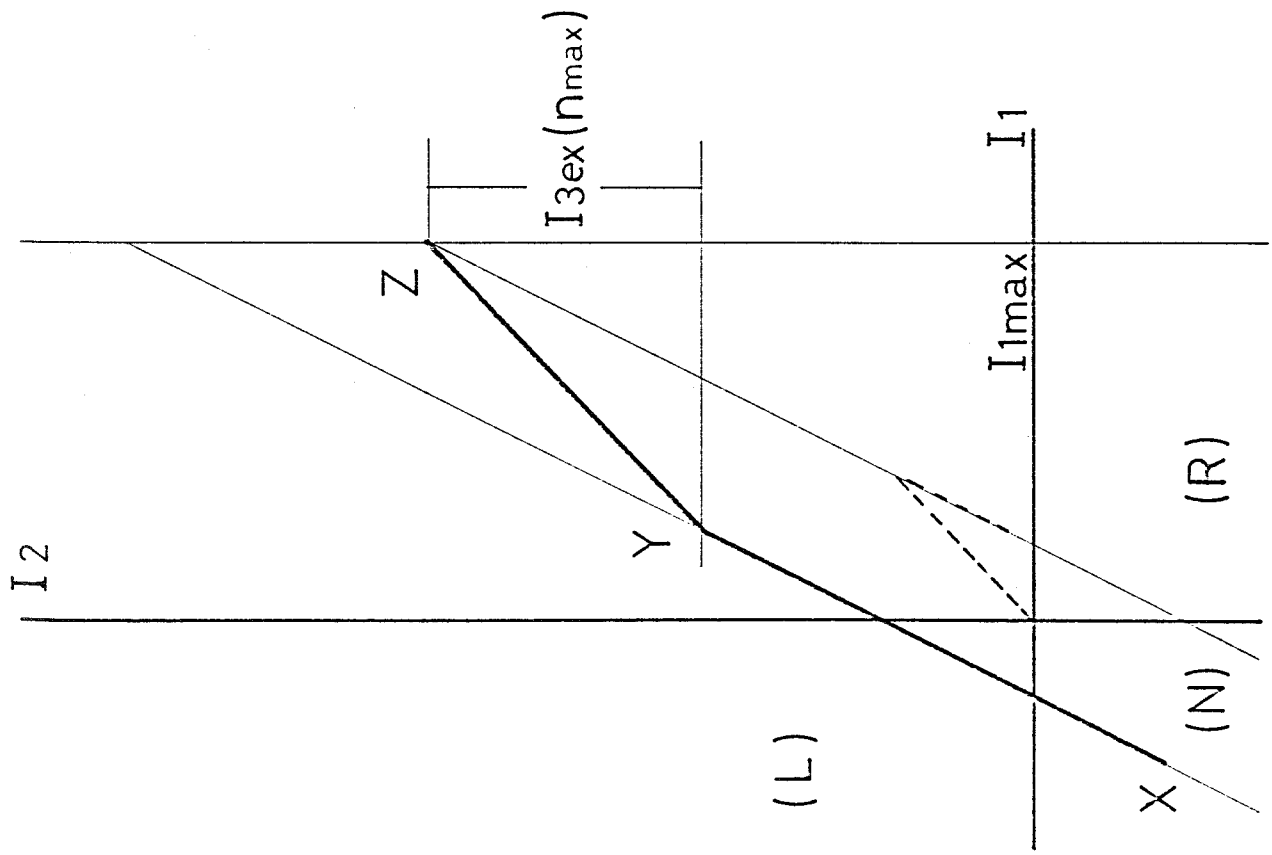


Fig. 4-21

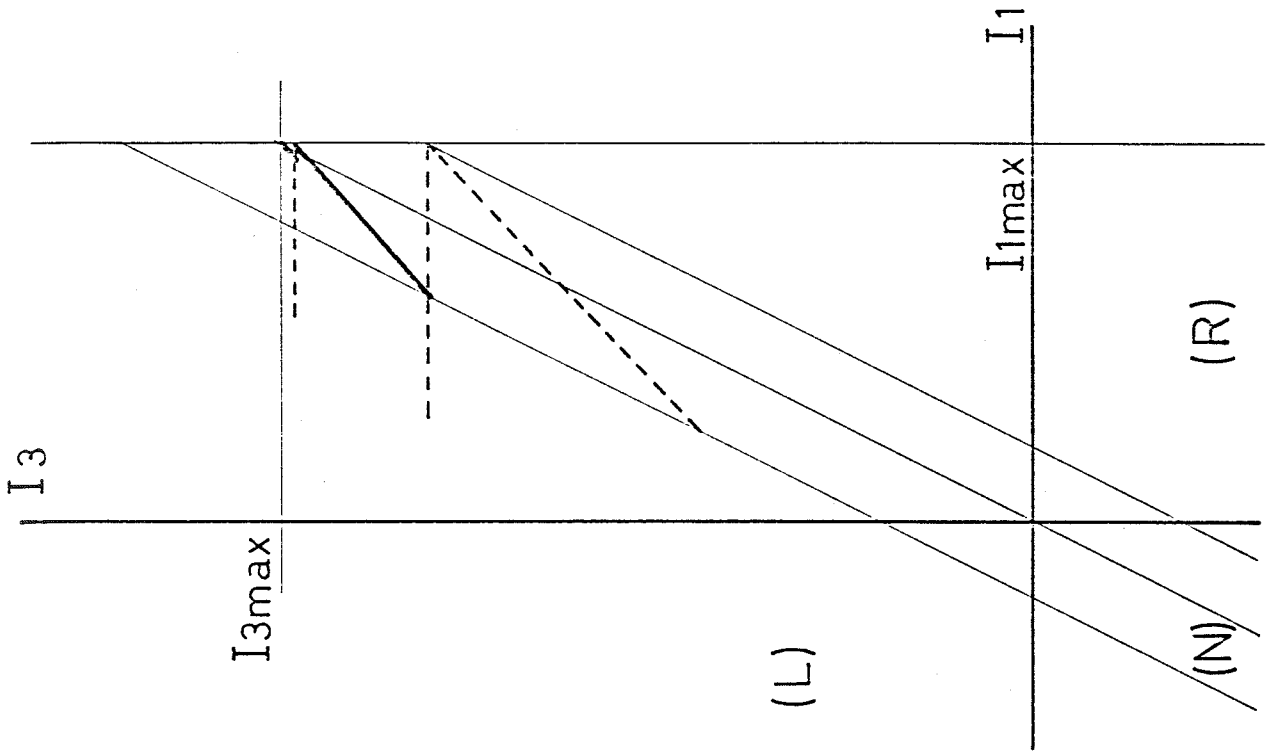


Fig. 4-22

(5) 励磁転流方式による可飽和型オルセン = デバイスの動作

励磁転流方式により励磁運転を行う場合も、その操作手順は、非飽和型オルセン = デバイスにおける場合と同様である。また、非飽和型オルセン = デバイスにおいて、励磁転流方式が、誘導転流方式の極限的動作であったように、可飽和型オルセン = デバイスにおいても、同様に考えてよい。まず、(Fig. 4-23)として、励磁転流方式による励磁運転の動作図を示す。尚、(Fig. 4-23)における破線は、誘導転流方式による動作点の移動を表わしている。励磁転流方式による励磁動作においても、実質的な負荷電流 I_3 の増大は動作点 $P(I_1, I_2)$ が動作図上の非飽和領域 (N) を通過するときのみ起こり、励磁負荷電流値幅 ΔI_3 は磁心のパラメータによって決定されるため、通常の誘導転流方式による場合と同値である。(Fig. 4-24)として、(Fig. 4-23)の動作図の一部分を示し、励磁動作におけるトランス二次電流 I_2 と負荷電流 I_3 の関係を考察する。第 n 回目の励磁により、負荷電流 I_3 は $I_3(n-1) \rightarrow I_3(n) \uparrow$ と変化増大し、このとき、二次電流 I_2 は $I_2'(n) \rightarrow I_2(n) = I_3(n) \uparrow$ と変化減少するものとする。動作図 (Fig. 4-24) においては、二次電流と一次電流による動作点 $P(I_1, I_2)$ は、 $S \rightarrow T \rightarrow U \rightarrow W$ と移動し、負荷電流と一次電流による動作点 $Q(I_1, I_3)$ は、 $X \rightarrow Y$ と移動する。ここで、負荷コイル L_3 の励磁は、動作点 P が、非飽和領域 (N) を移動通過するときのみ起こると簡単化された仮定の下で、磁束保存条件を与えれば、(4-88)式以下を得る。

$$L_{2N} \cdot I_{2T} + L_3 \cdot I_{3X} = L_{2N} \cdot I_{2U} + L_3 \cdot I_{3W} \quad (4-88)$$

$$I_{2T} = n_{12} (I_{1max} + I_H) < I_{2S} = I_2'(n) \quad (4-89)$$

$$I_{2U} = n_{12} (I_{1max} + I_H) > I_{2W} = I_2(n) \quad (4-90)$$

(4-88~90)式より, (4-91)式を得る。

$$I_{3ex}^{(n)} = \frac{L_{2N}}{L_3} \mu_{12} \cdot 2I_H = \frac{\mu_{12}}{k_N + 1} \cdot 2I_H \quad (4-91)$$

(4-91)式は, (4-70)式と同等であり, 励磁転流方式は負荷電流 I_3 の変化増大において誘導転流方式と同等であることが理解される。また, (4-91)式の成立により, (4-88)式による, 磁束保存条件の表現は近似的に正当であることが示されたので, (4-92)式以下により, 励磁動作による損失を求めることができる。第 n 回目の励磁動作による損失を $E_{loss}^{(n)}$ とする。

$$E_{loss}^{(n)} = \left\{ \frac{1}{2} L_{2N} \cdot I_{2T}^2 + \frac{1}{2} L_3 \cdot I_{3X}^2 \right\} - \left\{ \frac{1}{2} L_{2N} \cdot I_{2U}^2 + \frac{1}{2} L_3 \cdot I_{3W}^2 \right\} \quad (4-92)$$

(4-89, 90)より。

$$E_{loss}^{(n)} = \left\{ \frac{\mu_{12} I_{max}}{H_S} - 2(n-1) \right\} \frac{2 L_{2N}}{\mu_{12}^2} \cdot H_S^2 \quad (4-93)$$

以上 (4-93)式により与えられる損失は, 励磁動作が抵抗転流的に行われていることにより, トランス2次回路内の超電導スイッチの常電導抵抗における発熱として現れる。動作网上的動作点 P, Q の移動は縦軸 (I_3 軸) と平行であり, 励磁が抵抗転流によるものであることを示しており, このことは, 非飽和型オルセン = デバイスにおける場合と同様である。しかしながら, 励磁動作時間については, 以下の考察から, 可飽和型オルセン = デバイスにおける場合と, 非飽和型オルセン = デバイスにおける場合とはかなり異なることがわかる。励磁動作における緩和時間 τ_{ex} は, それぞれ (4-94, 95)式により与えられる。

非飽和型オルセン = デバイスの場合

$$\tau_{ex} = \frac{L_2 \cdot L_3}{(L_2 + L_3) \cdot R} \quad (4-94)$$

可飽和型オルセン = デバイスの場合

$$\tau_{exN} = \frac{L_{2N} \cdot L_3}{(L_{2N} + L_3) \cdot R} \quad (4-95)$$

非飽和型オルセン = デバイスにおける緩和時間 τ_{ex} は、転流変位動作後の二次電流 $I_2'(n)$ が、励磁動作により $I_2(n)$ ($= I_2'(n)$) に変化減少するまでの過程に対する緩和時間であり、実質的な励磁動作に対する緩和時間を与えている。それに対し、可飽和型オルセン = デバイスにおける緩和時間 τ_{exN} は、(Fig. 4-24) において、動作点 α が点 T から点 W へ移る過程に対する緩和時間であり、更に、可飽和型オルセン = デバイスの場合、励磁動作は動作点 α が点 U に達した段階で完了してしまいうため、実質的に励磁動作に要する時間よりかなり長い時間を与えている。つまり、可飽和型オルセン = デバイスにおいては、励磁回数 n が $n < n_{max}$ を満たすとき、緩和時間 τ_{exN} の数分の 1 以下の短い時間で励磁動作は完了する。

励磁回数 n と励磁負荷電流 $I_2(n)$ との関係式は、誘導転流方式と同様に、(4-86) 式により与えられる。

$$I_2(n) = \left(1 - \frac{k_s}{k_s - 1} \alpha_s^n\right) (n_{r2} I_{imax} + \frac{\mu_r - 1}{n_{r2}} \cdot H_s) \quad (4-86)$$

$$n_{max} = \frac{\log \left\{ \frac{(\mu_r - 1) \cdot H_s}{n_{r2} I_{imax} + (\mu_r - 1) H_s} \cdot \frac{k_s - 1}{k_s} \right\}}{\log \alpha_s} \quad (4-87)$$

誘導転流方式及び抵抗転流方式 ($k_s > 1$) の場合には、有限の時間で励磁を行わなければならぬため実際の負荷電流値 $I_2(n)$ は、(4-86) より小さくなるのに対し、励磁転流方式の場合には、他の方式に比べ短い時間で励磁が行われるため、ヒステリシス特性が変化し、 H_p が大きくなり、実際の負荷電流値 $I_2(n)$ は、静特性における H_s により計算される $I_2(n)$ よりは、かなり大きくなる。

以上が、励磁転流方式による可飽和型オルセン = デバイスの動作における特徴である。以下に、(Fig. 4-25~28) として、ダイヤグラムにより動作状態

を示し、また (Fig. 4-29) として、動作図上で、磁心の状態変化によるヒステリシス曲線上の動作点の移動を示す。

尚、励磁動作状態における負荷電流 I_3 の時間的变化は (4-96) 式として示すとおりであり、また、一次側電源装置が理想的な定電流電源でない場合の動作点 $P(I_1, I_2)$ 及び $Q(I_1, I_3)$ の移動は、(Fig. 4-30) に示すように変化することを述べておく。

$$I_3(n) = I_3(n-1) + \frac{n_2}{k_N + 1} \left\{ I_{max} + I_H - \frac{I_3(n-1)}{n_2} \right\} \left(1 - e^{-\frac{R}{L_{2N/3}} t} \right) \quad (4-96)$$

$(0 < t < T_{ex}(n))$

$$L_{2N/3} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{L_{2N} L_3}{L_{2N} + L_3} \quad (4-97)$$

ここで、 $I_3(n-1)$ を近似的に (4-79) 式により与えれば、励磁に要する時間 T_{ex} を (4-98) 式のように求めることができる。

$$T_{ex}(n) = \frac{L_{2N/3}}{R} \ln \left\{ \frac{n_1 k_N I_{max} - (2n-3-k_N) H_s}{n_1 k_N I_{max} - (2n-1+k_N) H_s} \right\} \quad (4-98)$$

以上により、励磁転流方式による可飽和型オルセン = デバイスの動作は全て記述された。

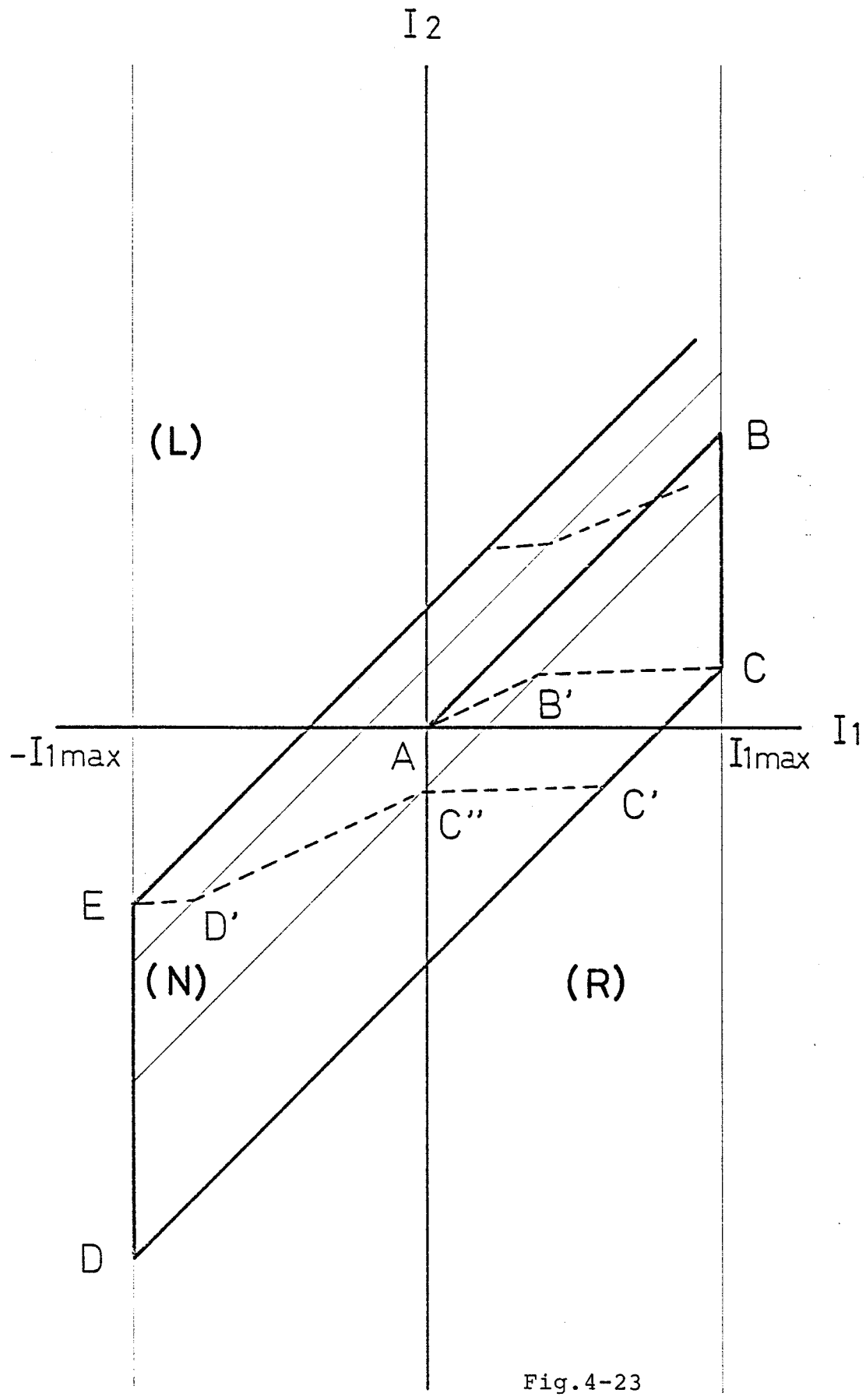


Fig.4-23

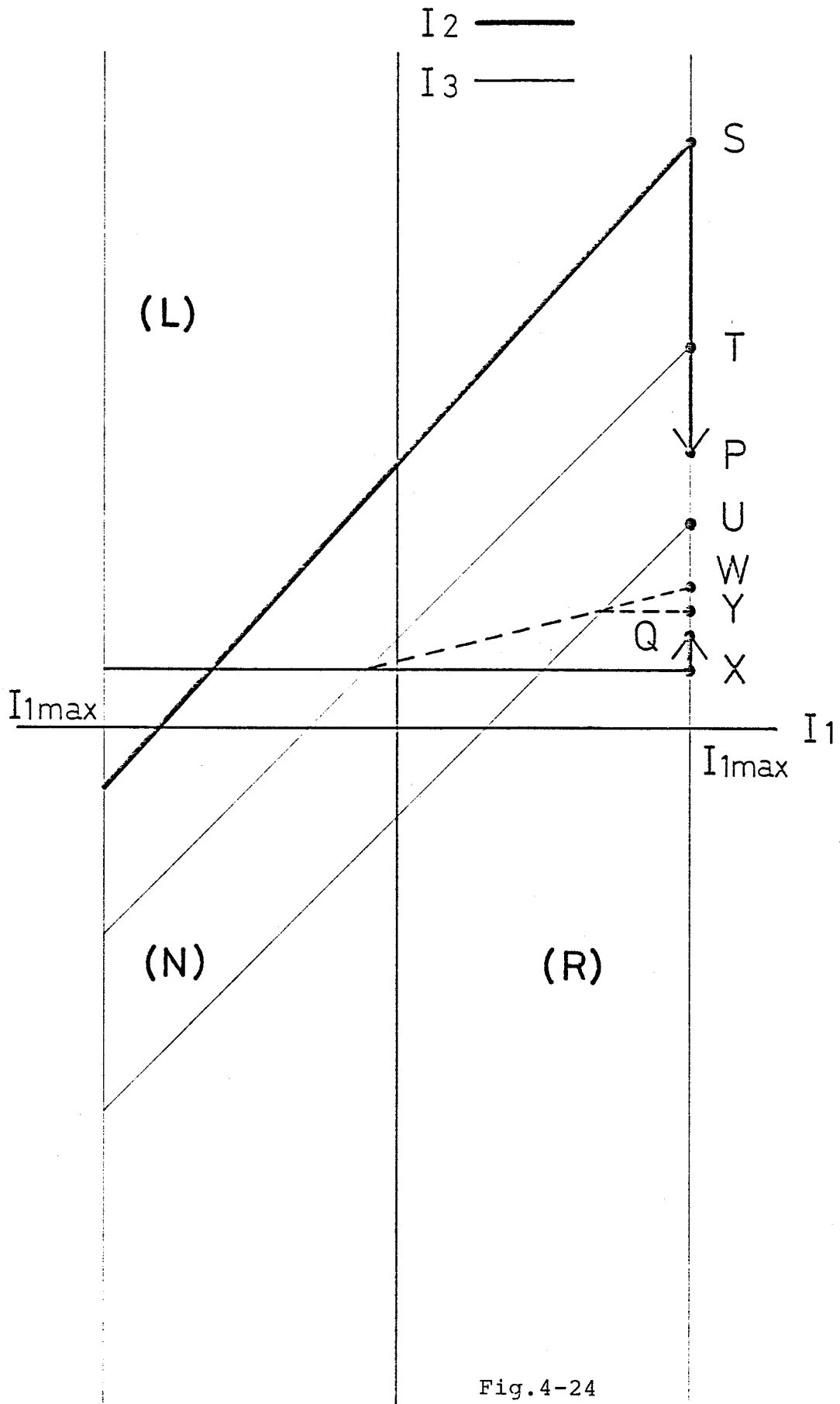


Fig.4-24

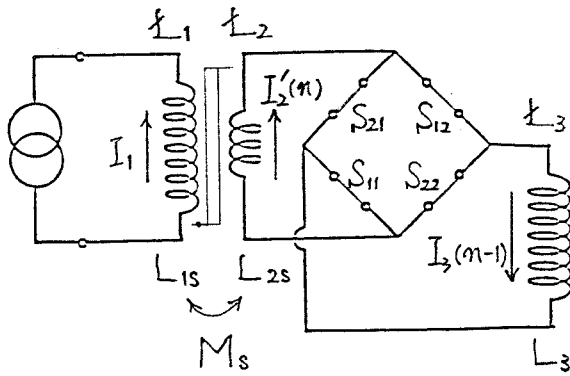


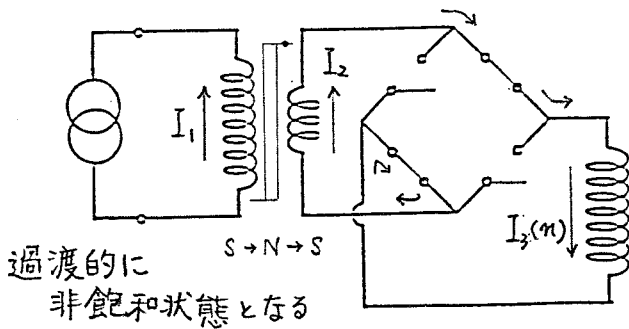
Fig. 4-25

転流変位動作状態

$$I_2'(n) = 2n_{12} I_{1max} - I_3(n-1)$$

$$I_1 = I_{1max}$$

$$I_3 = I_3(n-1)$$



過渡的に
非飽和状態となる

Fig. 4-26

励磁動作状態

$$I_3(n) = \frac{L_2 I_2'(n) + L_3 I_3(n-1)}{L_2 + L_3}$$

$$E_{loss}(n) = \frac{2L_2N}{n_2^2} H_s^2 \left\{ \frac{n_1 I_{1max}}{H_s} - 2(n-1) \right\}$$

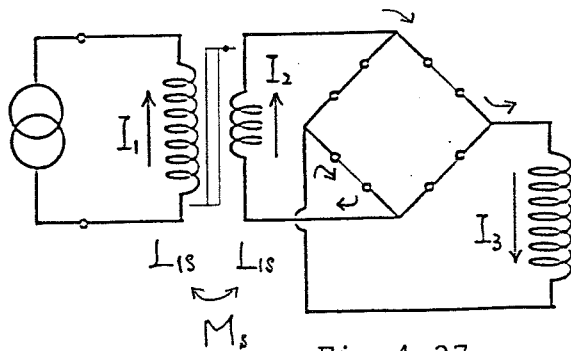


Fig. 4-27

定常状態

$$I_3 = I_2$$

$$I_1 = I_{1max}$$

$$I_{S11} = I_{S12} = I_3$$

$$I_{S21} = I_{S22} = 0$$

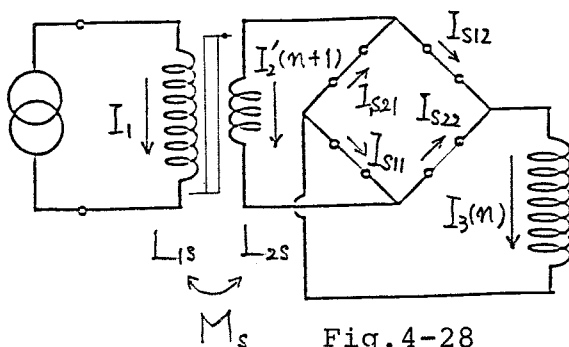


Fig. 4-28

転流変位動作状態

$$I_2'(n+1) = -2n_{12} I_{1max} + I_3(n)$$

$$I_1 = -I_{1max}$$

$$I_{S11} + I_{S12} = I_{S21} + I_{S22} = I_2' + I_3$$

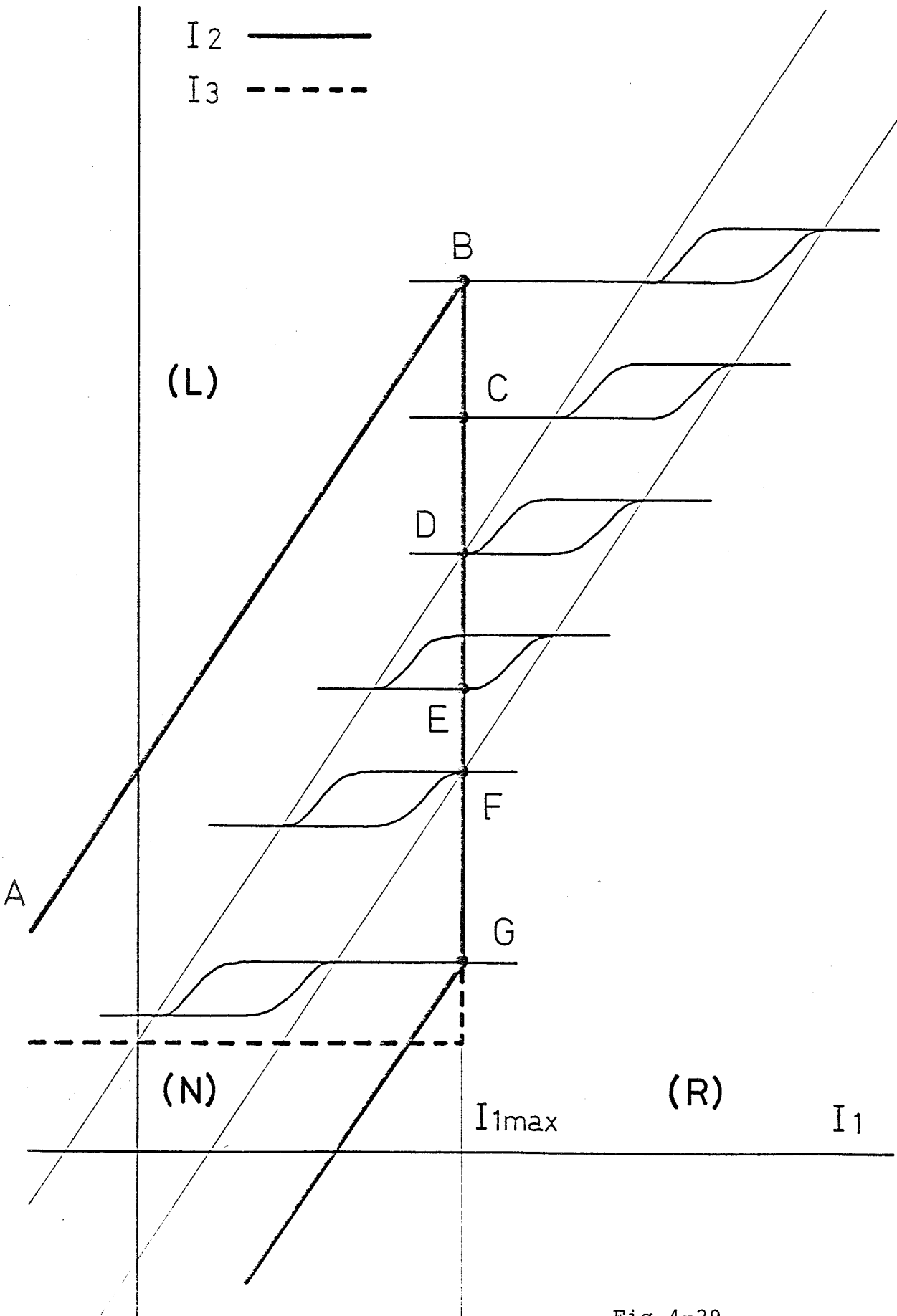


Fig.4-29

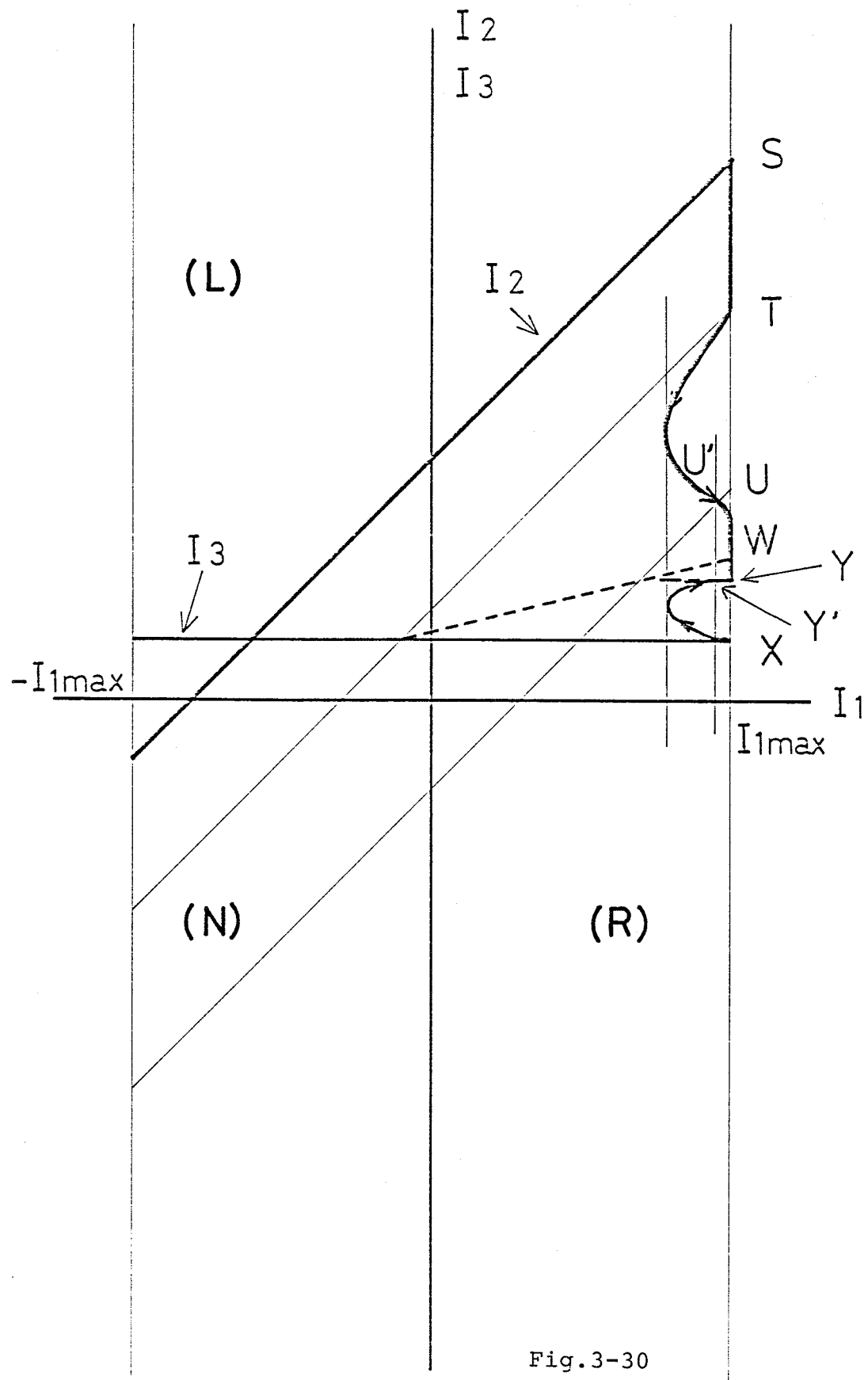


Fig.3-30

(6) 可飽和型オルセン = デバイスにおける励磁損失

本節では、抵抗転流方式及び誘導転流方式による可飽和型オルセン = デバイスの励磁動作状態において発生する損失を考察する。励磁転流方式の場合には、従来の意味での励磁動作状態は存在しないので以下に論ずる損失は、発生しない。

抵抗転流方式及び誘導転流方式のいずれの方式においても、負荷電流 I_3 の増大は、トランス磁心が飽和状態であるとき為されるので、励磁損失についても飽和状態において発生する損失のみを考えれば十分である。そこで、第3章第6節との相似性を用いて、(Fig. 4-31) で与えられる動作図を考察する。

(Fig. 4-31) は、第 n 回目の励磁動作における動作点 $P(I_1, I_2)$ と $Q(I_1, I_3)$ の移動の様子を示した動作図であり、トランス1次電流 I_1 は、時間 T_N をかけて、 $I_{1N}(n)$ から励磁1次電流値幅 I_{ex} だけ増大するものとしている。

励磁動作開始時の状態を (4-99~101) 式で表わす。

$$t = 0$$

$$I_2 = I_{20} = I_3(n-1) = I_{30} = I_3 \quad (4-99)$$

$$I_1 = I_{10} = I_{1N}(n) \quad (4-100)$$

$$I_R = 0 \quad (4-101)$$

I_R : 超電導スイッチの常電導抵抗に流れる電流

以下第3章第6節と同様に、 I_1, I_2, I_3, I_R の関係より、負荷電流 I_3 の時間的变化を求める。

$$I_2'(t) \stackrel{\text{def}}{=} n_2 \cdot 2 I_N \frac{t}{T_N} = \frac{k_N + 1}{n_2 k_N} \cdot 2 I_N \frac{t}{T_N} \quad (4-102)$$

$$I_{2ex}(t) = I_2(t) - I_{20} \quad (4-103)$$

$$I_{3ex}(t) = I_3(t) - I_{30} \quad (4-104)$$

$$I_R = I_2(t) - I_3(t) = I_{2ex}(t) - I_{3ex}(t) \quad (4-105)$$

(4-102~105) 式と磁束の保存条件 (4-106) 式より, $I_{3ex}(t)$ を与える微分方程式 (4-107) を得る。

$$L_{2N} I_2'(t) = L_2 I_{2ex}'(t) + L_3 I_{3ex}'(t) \quad (4-106)$$

$$\frac{d}{dt} I_{3ex}(t) + \frac{R}{L_{2N} n_3} I_{3ex}(t) = \frac{R}{L_3} \cdot \frac{k_N + 1}{n_2 k_N} \cdot 2H_s \frac{t}{T_N} \quad (4-107)$$

初期条件を与えて (4-107) 式を解き, (4-108) 式を得る。

$$I_{3ex}(t) = \left\{ e^{-\frac{R}{L_{2N} n_3} t} + \frac{R}{L_{2N} n_3} t - 1 \right\} \frac{L_{2N} n_3}{R \cdot L_3} \cdot \frac{k_N + 1}{n_2 k_N} \cdot \frac{2H_s}{T_N} \quad (4-108)$$

($0 < t < T_N$)

可飽和型オルセン = デバイスにおいては, 抵抗転流方式及び誘導転流方式のいずれの場合も, 励磁1次電流値幅 I_{1ex} が一定であるため, $I_{3ex}(t)$ も同一の式で与えられる。時間 t が $T_N < t$ においても, $I_{3ex}(t)$ が (4-109) 式を満たすまで (4-108) 式は成り立つが, 1次電流値が最大値 I_{1max} となれば, それ以後の励磁は抵抗転流的に進み, 負荷電流の変化 $I_{3ex}(t)$ は, 励磁転流方式の場合と同様に考えられる。

$$I_{3ex}(t) = \frac{2}{n_2 k_N} H_s \quad (4-109)$$

励磁完了までの時間を T_{ex} とすれば, (4-110) 式を得る。

$$e^{-\frac{R}{L_{2N} n_3} T_{ex}} + \frac{R}{L_{2N} n_3} \cdot T_{ex} - 1 = \frac{R \cdot L_3 \cdot T_N}{L_{2N} n_3 (k_N + 1)} \quad (4-110)$$

もし, $t < T_{ex}$ において, 1次電流 I_1 が最大値 I_{1max} となった場合は, それまでの時間を T_{max} として (4-111) 式以下を得る。この場合の励磁完了までの時間は, $T_{ex} = T_{max} + T_{ex}$ として求めることができる。

時刻 t が、 $T_{max} < t$ において、負荷電流の変化 $I_{3ex}(t)$ は (4-111) 式により与えられる。

$$I_{3ex}(t) = I_{3ex}(T_{max}) + \left\{ \frac{n_2}{k_N + 1} (I_{1max} - I_{10}) - I_{3ex}(T_{max}) \right\} \left(1 - e^{-\frac{R}{L_{2N} n_3} t} \right) \quad (4-111)$$

故に、

$$T'_{ex} = \frac{L_{2N} n_3}{R} \cdot \ln \left\{ \frac{n_1 (I_{1max} - I_{10}) - n_2 k_N (k_N + 1) I_{3ex}(T_{max})}{n_1 (I_{1max} - I_{10}) - 2(k_N + 1) H_0} \right\} \quad (4-112)$$

以上により、負荷電流 I_3 の増大は時間の関数として記述される。 (4-106) 式より、二次電流 I_2 を求めれば、(4-113) 式として与えられ、励磁動作により発生する損失は、(4-114) 式として与えられる。

$$I_2(t) - I_{20} = I_{2ex}(t) = I_2'(t) - k_N I_{3ex}(t) \quad (4-113)$$

$$E_{loss} = R \int_0^{T'_{ex}} \{ I_2'(t) - (k_N + 1) I_{3ex}(t) \}^2 \cdot dt \quad (4-114)$$

尚、(4-99) 式以後の式は、 I_{10} 、 I_{20} 、 I_{30} 等の初期値が、励磁回数 n の関数であるため、全て、時間 t と励磁回数 n の関数である。これらの式は、オルセン = デバイスの設計において、具体的なパラメータ値を用いての数値的な評価に利用する。

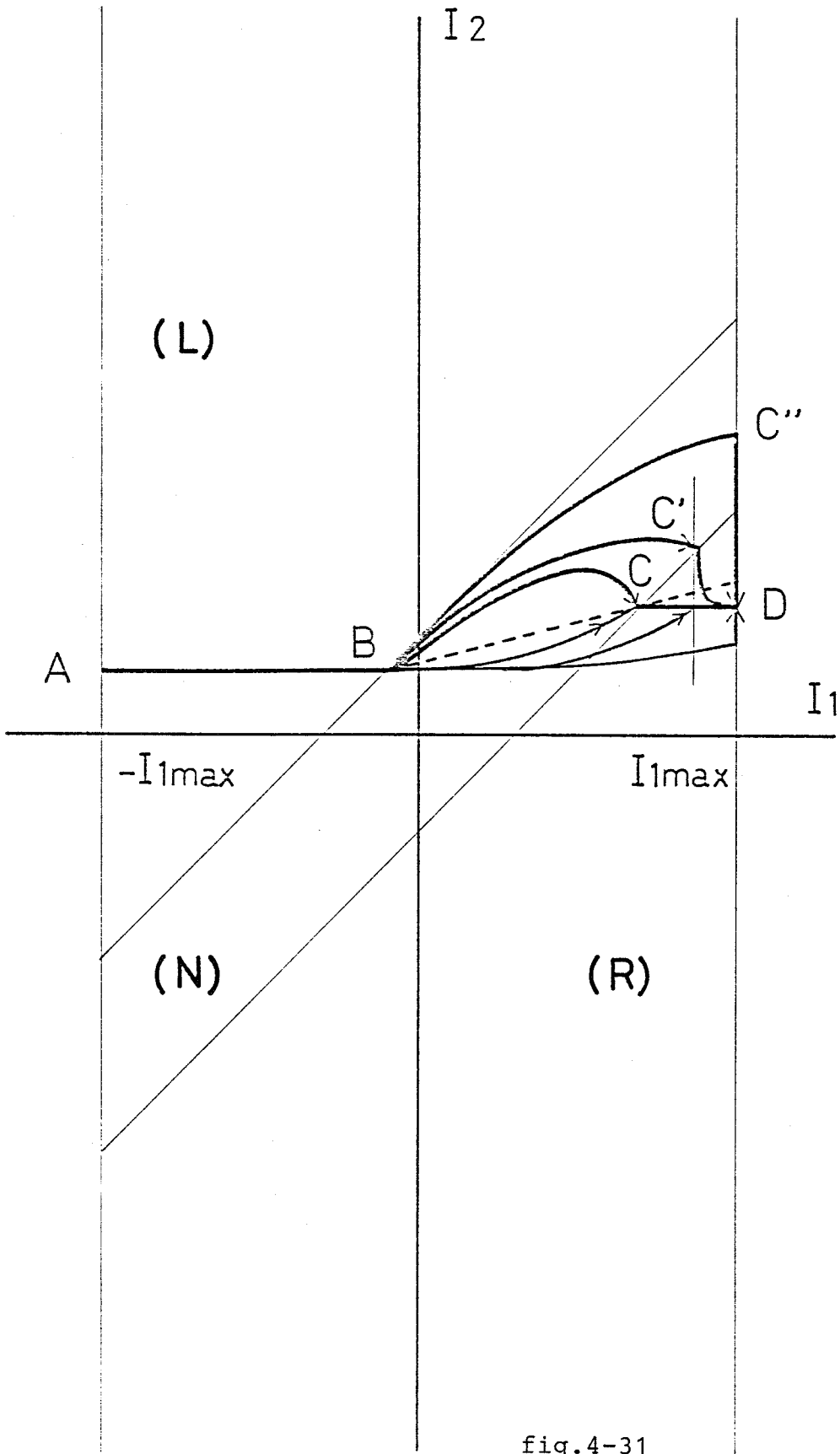


fig.4-31

(17) まとめ

本章では、動作図を用いて可飽和型オルセン = デバイスの動作を論じた。

可飽和型オルセン = デバイスにおいては、毎回の励磁動作により負荷コイルに貯えられる電力の増分は、近似的にトランス磁心の特性に依存し、最大1次電流値に依存しない。1回の励磁動作により増大する負荷電流値幅 I_{3ex} は、(4-22)式で与えられる。

$$I_{3ex} = \frac{\mu N_2 S}{L_3} \cdot 2 H_s \quad (4-22)$$

μ : 磁心の透磁率

H_s : 飽和磁場

S : 磁心の断面積

最大負荷電流値 I_{3max} は、非飽和型の場合と同様に次式で与えられる。

$$I_{3max} = n_{12} \cdot I_{1max}$$

可飽和型オルセン = デバイスの場合、毎回の負荷電流の増大が近似的に同値となるため、有限の励磁回数で最大負荷電流値が得られる。しかし、いずれの動作方式によっても、励磁回数と負荷電流値の関係は同一の式で与えられることは非飽和型オルセン = デバイスの場合と同様である。

$$I_3(n) = \frac{2n-1}{n_2 k_N} \cdot H_s \quad (4-72)$$

トランスが飽和状態であるときの負荷電流変化を考慮すれば、(4-72)式は

(4-86)式のように書きかえられ、最大負荷電流を与える励磁回数(4-87)式で与えられる。

$$I_3(n) = \left(1 - \frac{k_s}{k_s - 1} \alpha_s^n\right) (\mu_2 I_{\max} + \frac{\mu_r - 1}{n_2} \cdot H_s) \quad (4-86)$$

$$n_{\max} = \frac{\log \left\{ \frac{(\mu_r - 1) \cdot H_s}{\mu_2 I_{\max} + (\mu_r - 1) H_s} \cdot \frac{k_s - 1}{k_s} \right\}}{\log \alpha_s} \quad (4-87)$$

特に励磁転流方式の場合、第 n 回目の励磁動作における負荷電流値の時間的な変化は(4-96)式で与えられ、励磁終了までの時間は(4-98)式で与えられる。更にこの励磁動作時に発生する電力損失は(4-93)式で与えられる。

$$I_3(n, t) = I_3(n-1) + \frac{n_{12}}{k_N + 1} \left\{ I_{\max} + I_H - \frac{I_3(n-1)}{n_{12}} \right\} \left(1 - e^{-\frac{R}{L_{2N13}} t}\right) \quad (4-96)$$

$$L_{2N13} \stackrel{\text{def}}{\cong} \frac{L_{2N} \cdot L_3}{L_{2N} + L_3}$$

$$T_{ex}(n) = \frac{L_{2N13}}{R} \cdot \ln \left\{ \frac{n_1 k_N I_{\max} - (2n - 3 - k_N) H_s}{n_1 k_N I_{\max} - (2n - 1 + k_N) H_s} \right\} \quad (4-98)$$

$$E_{\text{loss}}(n) = \left\{ \frac{n_1 I_{\max}}{H_s} - 2(n-1) \right\} \frac{2L_{2N}}{n_2^2} \cdot H_s^2 \quad (4-93)$$

励磁転流方式によれば、励磁に要する時間が抵抗転流方式あるいは誘導転流方式による時間に比べて著しく短縮されることが示された。

第5章 実験装置及び実験方法

本研究に用いたオルセン = デバイスは、可飽和型であり、本章では、その構成と特徴、及び実験方法を述べている。

(1) 実験装置

本研究に用いた可飽和型オルセン = デバイス及び測定装置全体のダイヤグラムは、(Fig. 5-1) に示すとおりである。超電導トランス、超電導整流回路、及び負荷コイルによりオルセン = デバイスが構成されており、定電流型電源装置と超電導整流回路制御用電源装置を伴っている。測定装置としては、デジタル電圧計を用い、負荷コイルの作る磁場をホール素子により、また、トランス一次電流を標準抵抗によりモニターしている。測定したデータは全てコンピュータにより処理し、グラフ化している。

以下に、個々の構成要素の特徴を述べる。

(1) 超電導トランス

超電導トランスとしては、トロイダル型式のものを用いており、磁束の漏れを少なくしトランス効率を高めるとともに、測定系への影響を少なくしている。磁心材は、東芝(株)によるRNEであり、 $80\mu\text{m}$ 厚材の巻上げ整形されたものを用いている。RNEは、 $\text{Fe}50\% - \text{Ni}50\%$ の角型ヒステリシスを示す強磁性体であり、“微分透磁率 μ が大きいこと”と、“飽和磁束密度 B_p も与える磁場 H_p がパーマロイ等には大きいこと”により、可飽和型オルセン = デバイスに用いる、超電導トランス磁心材として優秀な特性をもっている。トランスは同材同型式で2種類の大きさのものを製作し、それぞれを用いて実験

を行った。2つのトランス磁心の大きさは、それぞれ (Table 5-1) に示すとおりである。

	トランス A	トランス B
外径	35 mmφ	80 mmφ
内径	25 mmφ	70 mmφ
厚さ	10 mm	10 mm

Table 5-1

2つの磁心材は、それぞれエポキシのジャケットにより保護されており、このジャケットの上から巻線が施される。小型のトランス A に用いた磁心については、常温における静ヒステリシス特性が東芝 (株) により測定されているのでこれを (Fig. 5-2) として示しておく。液体ヘリウム温度でのヒステリシス特性は、10 Hz のサイン波を用いて測定した値を (Table 5-2) として示しておく。また (Fig. 5-3) は、その時のヒステリシス曲線である。

実際のオルセン = デバイスの動作速度は 1 c/s 以下であり、磁心の特性値には (Table 5-2) の値とは異なる値となるものもあるため、実際のオルセン = デバイスの動作中に描せたヒステリシス曲線 (Fig. 5-4) から計算される値 (Table 5-3) も考慮して、実験結果は評価されている。

超電導トランスの巻線比及び、1次、2次コイルの飽和インダクタンス等の値は (Table 5-4) として与える。

尚、(Table 5-4) において、自己及び相互インダクタンスは、(5-1, 2) 式で計算したものであり、非飽和状態での透磁率としては平均的な透磁率 μ を用いており、飽和状態での透磁率としては真空の透磁率 μ_0 を用いている。

$$L_i = \frac{\mu N_i^2 S}{l} \quad (5-1)$$

飽和磁束密度	B_s	6.9×10^{-1}	(T)
B_s を与える磁場	H_s	7.4×10^1	(A/m)
残留磁束密度	B_r	6.0×10^{-1}	(T)
抗磁場	H_c	3.0×10^1	(A/m)
最大微分透磁率	μ_{max}	5.3×10^{-2}	(H/m)

4.2 Kにおける磁心の特性 (10 Hz)

Table 5- 2

磁心を非飽和状態とする 磁場領域幅	$2H_s$	1.5×10^2	(A/m)
最大微分透磁率を与える 磁場領域幅	H_s'	2.8×10^1	(A/m)
非飽和磁場領域での平均 的な透磁率	$\hat{\mu}$	2.2×10^{-2}	(H/m)

励磁動作状態での磁心の特性

Table 5- 3

トランス A

巻線比 (N ₁ :N ₂)	L _{1N} (H)	L _{2N} (H)	M _{1N} (H)	L _{1S} (H)	L _{2S} (H)	M _{1S} (H)	n ₄	n ₂
16 : 3	2.99 x 10 ⁻³	1.05 x 10 ⁻⁴	5.61 x 10 ⁻⁴	1.71 x 10 ⁻⁷	6.00 x 10 ⁻⁹	3.20 x 10 ⁻⁸	170	32
16 : 6	2.99 x 10 ⁻³	4.20 x 10 ⁻⁴	1.12 x 10 ⁻³	1.71 x 10 ⁻⁷	2.40 x 10 ⁻⁸	6.40 x 10 ⁻⁸	170	64
30 : 10	1.05 x 10 ⁻²	1.17 x 10 ⁻³	3.50 x 10 ⁻³	6.00 x 10 ⁻⁷	6.67 x 10 ⁻⁸	2.00 x 10 ⁻⁷	318	106
160 : 16	2.99 x 10 ⁻¹	2.99 x 10 ⁻³	2.99 x 10 ⁻²	1.71 x 10 ⁻⁵	1.71 x 10 ⁻⁷	1.71 x 10 ⁻⁶	1700	170
160 : 22	2.99 x 10 ⁻¹	5.65 x 10 ⁻³	4.11 x 10 ⁻²	1.71 x 10 ⁻⁵	3.23 x 10 ⁻⁷	2.35 x 10 ⁻⁶	1700	233

トランス B

巻線比 (N ₁ :N ₂)	L _{1N} (H)	L _{2N} (H)	M _{1N} (H)	L _{1S} (H)	L _{2S} (H)	M _{1S} (H)	n ₄	n ₂
500 : 50	1.17	1.17 x 10 ⁻²	1.17 x 10 ⁻¹	6.67 x 10 ⁻⁵	6.67 x 10 ⁻⁷	6.67 x 10 ⁻⁶	2120	212

Table 5-4

$$M_{ij} = \frac{\mu N_i N_j S}{L} \quad (5-2)$$

$N_{i,j}$: 1次及び2次の巻線数

S : 磁心の断面積 (A, B共に $50 \times 10^{-6} \text{ m}^2$)

L : 磁路長

μ_0 : $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ (H/m)}$

(2) 超電導整流回路及び超電導スイッチ

超電導整流回路は (Fig. 5-1) に示したと通りのブリッジ型全波整流回路であり、2箇2組の4つの超電導スイッチから成っている。通例として用いられているセンタータップ型トランス方式によらず、ブリッジ型全波整流方式とした理由は、第3章第7節における考察結果より、最大励磁負荷電流値 $I_{3\text{max}}$ が、最大1次電流値 $I_{1\text{max}}$ とトランスの1次巻線数対全2次巻線数の比の値 N_2 との積により決定されること示されたためである。つまり、トランスの2次巻線を有効に用いるためには、ブリッジ型全波整流方式が優れているからであり、また、1組2箇の超電導スイッチの同期に関する問題を現在でのオルセン=デバイス動作速度においては発生しないと考えたからである。

超電導スイッチとしては、熱的な超電導状態と常電導状態との転移を利用して、開-閉 (ON-OFF) の交換を行う、熱式超電導スイッチ (サーマル SW) を用いている。超電導スイッチは常電導状態 (OFF動作時) にある程度の常電導抵抗値を有すことが必要であるため、1mの長さの超電導線をループ状にまとめたものをスイッチング=エレメントとして用い、約 $5 \text{ m}\Omega$ の常電導抵抗をもつものとしている。またヒータ=エレメントとしては $60 \Omega/\text{m}$ のマンガニン線1mを用いている。ON-OFFの交換のためのヒータ電力はスイッチ

1個当り約1W ($400\text{mW}/\text{min}$)である。これら超電導スイッチは、スイッチング = エレメントの上にヒータ(コントロール) = エレメントを巻きつけ、その上からテフロンテープで覆り、相互にエレメントを個定したものである。尚スイッチ自体のインダクタンスは小さい方が好ましいため、相対する2つのスイッチを磁氣的に結合させ無誘導化を計り、またそれぞれのスイッチのスイッチング = エレメントも無誘導巻線型として用いた。

(3) 負荷コイル

本実験では、負荷コイルは四種類製作しそれぞれを単独で、また組合せて用いた。四種の負荷コイルの諸元は、(Table 5-5)に示すとおりであり、小型超電導トランスAを用いた実験では、負荷コイルAのみを用い、それぞれの巻線比で実験を行った。大型超電導トランスBを用いた実験には、負荷コイルB~Dを組み合わせて用いた。実験を行った、トランスと負荷コイルの組み合わせは、(Table 5-6)に示すとおりである。

(4) 負荷電流モニター用ホール素子

本実験では、負荷電流の測定は負荷コイルの内側に設置したホール素子により行なっている。用いたホール素子は、東芝(株)THS-102a (GaAs)であり、制御電流値は 5mA である。 5mA という値は、ホール制御電流値としては標準的に用いられている値より1桁程度小さい値であるが、これは、極低温領域での発熱を考慮したためであり、本実験のようにかなり強い磁場 ($B \approx 1\text{T}$) を測定する場合には十分な値であった。

ホール電圧 V_H と負荷電流 I_3 の関係は、負荷コイル内部の磁束密度を B_3 として(5-3~5)式で与えられる。またホール素子として GaAs を用いているので、測定した範囲の磁束密度 B_3 においては、ホール定数 R_H は一定と

		コイルA	コイルB	コイルC	コイルD
長さ	(mm)	143	12~20	92~100	100
内径	(mm)	15	10	10	77.7
巻線数	(turns)	772	472	2467	1052
インダクタンス	(mH)	1.0	2.1	20.0	48.5

コイルB及びCの形状は、(Fig. 5-5)に示すとおりである。

負荷コイルの諸元

Table 5- 5

	トランス	コイル
Combi. 1	A	A
Combi. 2	B	B
Combi. 3	B	C
Combi. 4	B	B/D: BとDを反方向に結合
Combi. 5	B	C/D: CとDを順方向に結合

順方向結合では、励磁状態での磁場の方向が相互に一致する。

反方向結合では、励磁状態での磁場の方向が相互に逆となる。

超電導トランスと負荷コイルの組合せ

Table 5- 6

みなすことができる。

$$B_3 = \frac{\mu_0 N_3 I_3}{l} \quad (5-3)$$

$$V_H = \frac{R_H I_c B_3}{d}, \quad R_H = \text{const.} \quad (5-4)$$

I_c : ホール制御電流

d : ホール導体厚

$$V_H = \frac{\mu_0 N_3 R_H I_c I_3}{d l} \propto I_3 \quad (5-5)$$

(5-5)式より、ホール電圧 V_H は、負荷電流 I_3 に比例する。

超電導トランス B を用いた実験において、負荷コイルとして同軸組合せコイルを用いた場合のホール素子の設置位置は、第 6 章節 2 節 (Fig. 6-20) に示すとおりである。

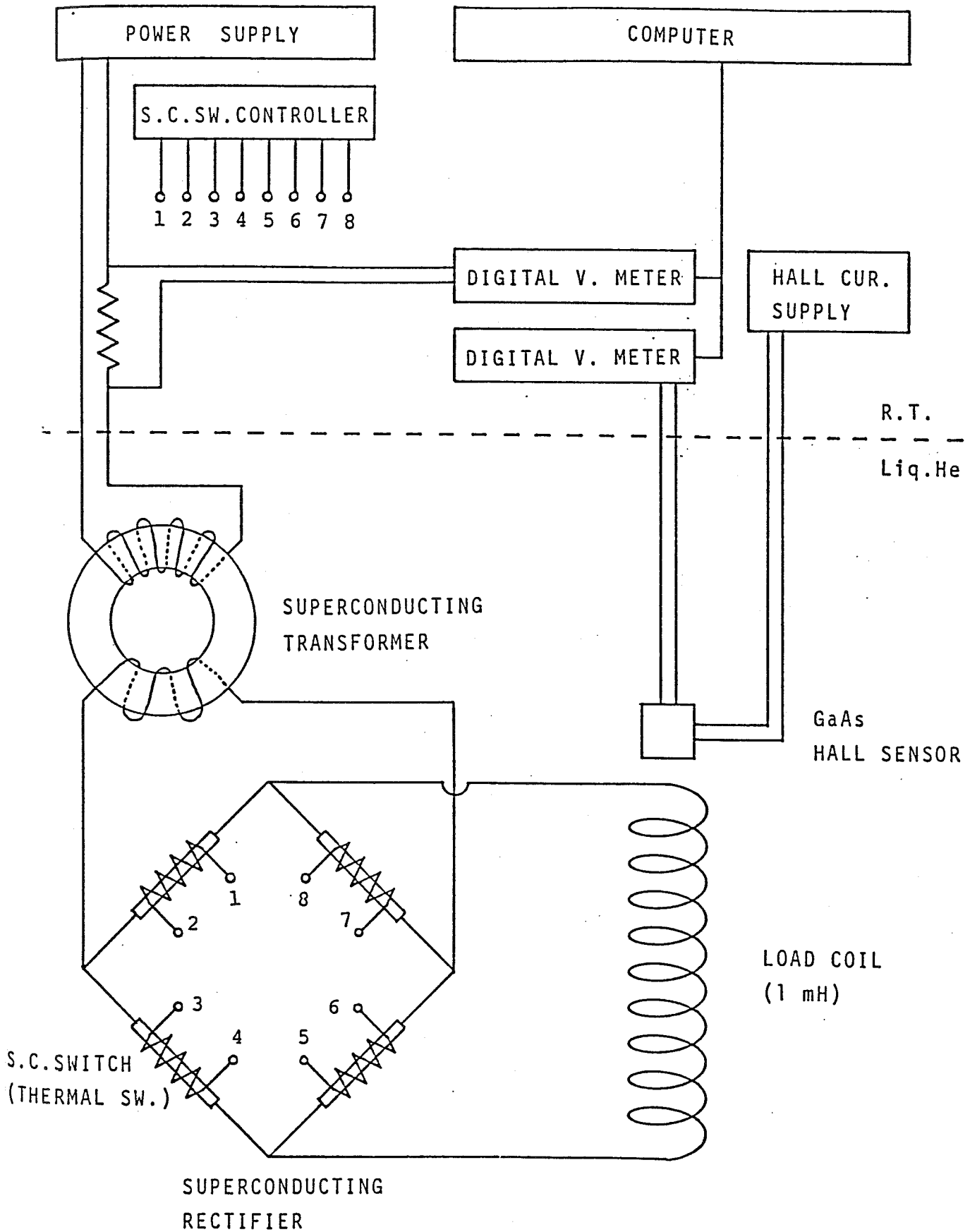


Fig.5- 1

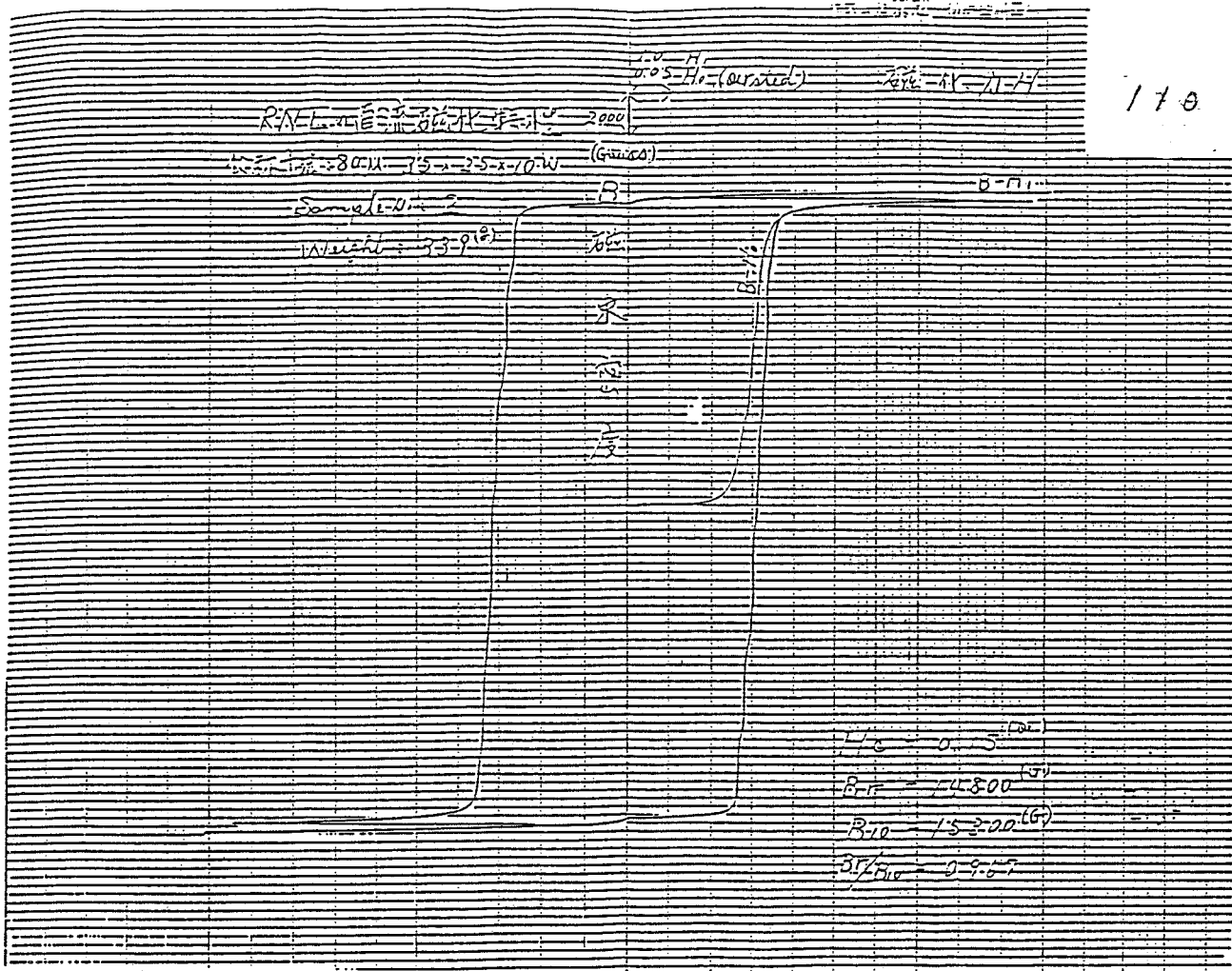


Fig.5- 2

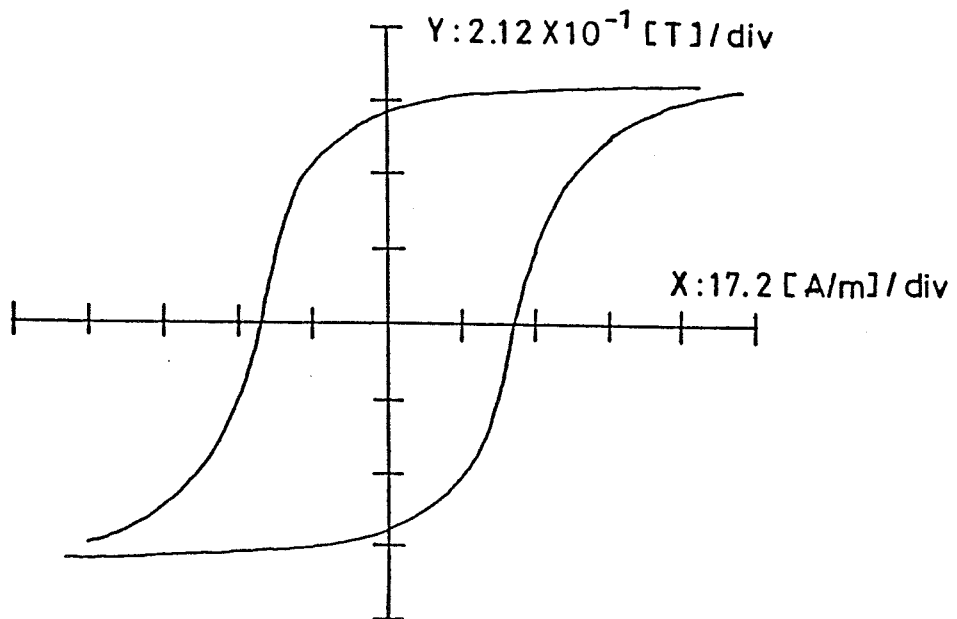


Fig.5- 3

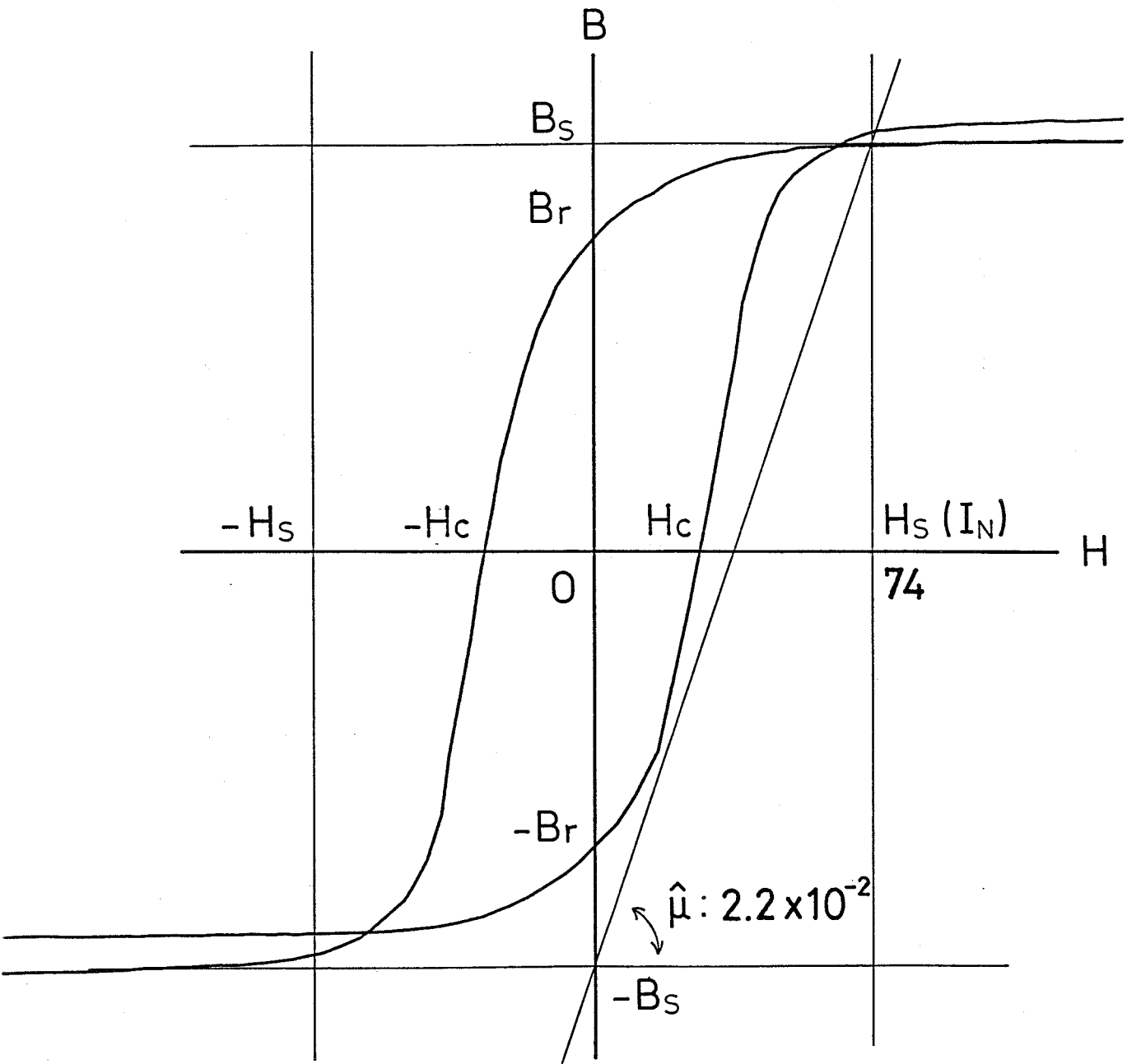


Fig.5- 4

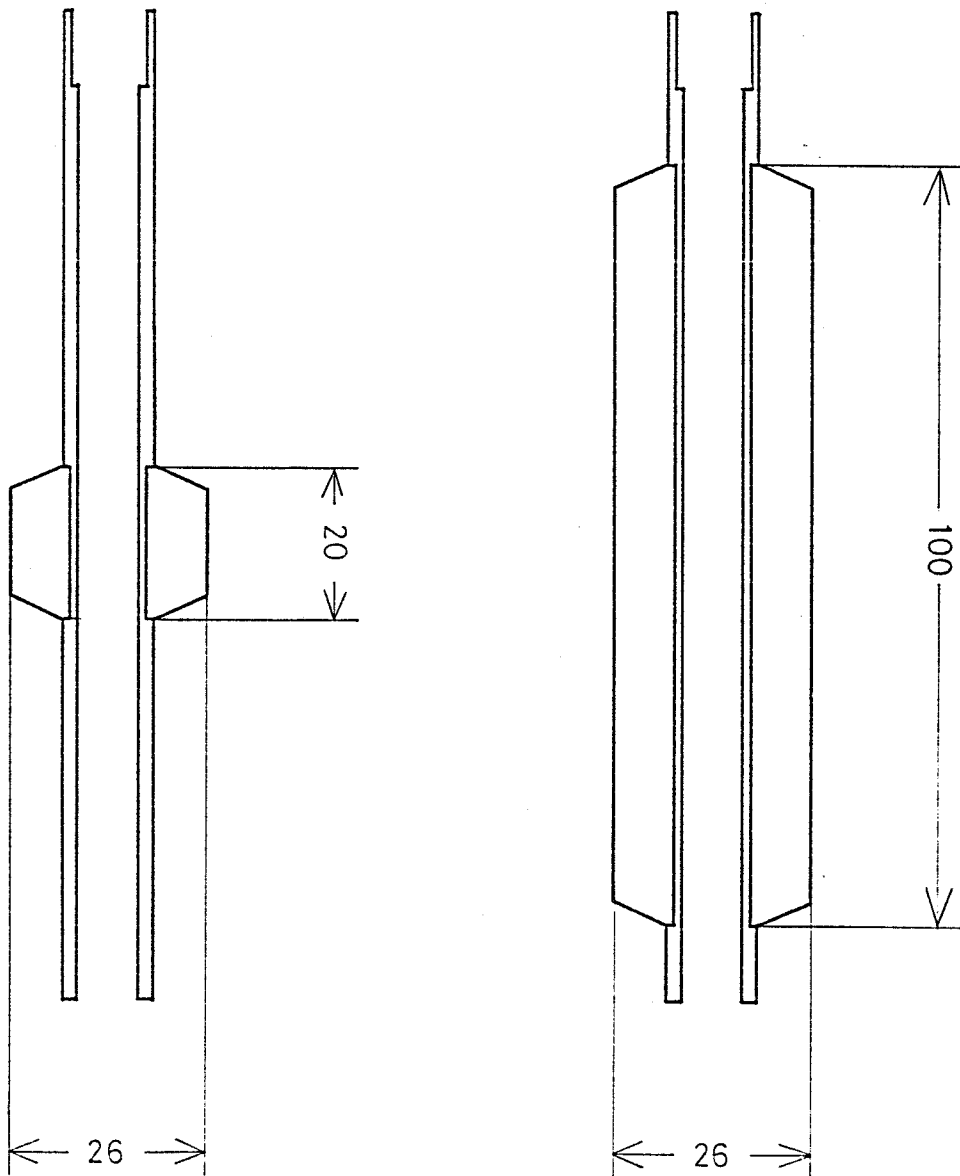


Fig.5- 5

(2) 実験方法

実験装置は (Fig. 5-1) としてダイアグラムを示したものであり、極低温領域は全て液体ヘリウム中に固定している。

実験は、装置冷却後ホール素子の安定を待ち、その後超電導トランス1次側電流 I_1 を掃引し、それに伴う負荷電流 I_2 の変化 (ホール電圧 V_H の変化) を測定することで行った。また励磁サイクルを繰返すことによる励磁負荷電流値 $I_2(m)$ の増大のようすを観測測定した。励磁方式は、超電導トランス A を用いた実験では、抵抗転流方式及び励磁転流方式であり、超電導トランス B を用いた実験では、主に励磁転流方式である。誘導転流方式は1次電流の制御が困難であったため、励磁運転は不可能であった。励磁操作は、第3章及び第4章に示した、励磁運転ダイアグラムに従っており、数回から数十回のサイクルを繰返している。(Fig. 4-9~11, 他)

本実験においては、1次電源装置及び超電導整流回路の制御は全て手動で行なっており、コンピュータではデータの測定と処理のみが為されている。測定されたデータはグラフ化され示される。

第6章 実験結果と考察

本章では、可飽和型オルセンデバイスによる負荷コイルの励磁実験結果を、超電導トランスと負荷コイルの組合せ別に示し、第4章で述べた考察との比較検討を行ない、問題点等今後に残された課題について論ずる。

(1) 超電導トランスAを用いた実験結果と考察

超電導トランスAによる励磁実験に用いた負荷コイルは、 1mH のインダクタンスをもつコイルAのみである。

(Fig. 6-1~8)として、励磁実験結果のグラフを示す。

(Fig. 6-1~8)を与えたトランスAの巻線比($N_1:N_2$)及び励磁方式は以下に、(Table 6-1)として示す。

Case	Fig.	巻線比 ($N_1:N_2$)	励磁方式
1	6-1	16 : 3	抵抗転流方式
2	6-2	16 : 3	抵抗 "
3	6-3	16 : 6	抵抗 "
4	6-4	30 : 10	抵抗 "
5	6-5	160 : 16	抵抗 "
6	6-6	160 : 22	抵抗 "
7	6-7	160 : 16	励磁転流方式
8	6-8	160 : 22	励磁 "

トランス巻線比と励磁方式

Table 6-1

(Fig. 6-1~8)は、全て、横軸にトランス1次電流 I_1 をとり、縦軸に負荷電流 I_3 をとり、第3章及び第4章において考えた動作点 $Q(I_1, I_3)$ の移動を描いたものである。それぞれ1次電流 I_1 を正方向及び負方向に変化させ励磁サイクルを繰返すことで、負荷電流 I_3 が増大してゆくことを示している。

(Fig. 6-1~6)は、抵抗転流方式による励磁結果であり、負荷電流 I_3 の増大に従って、トランスの非飽和状態を与える1次電流値領域が、しだいに1次電流値の絶対値の大きくなる方向へ移動していることがよく表わされている。

(Fig. 6-1.4)は、整流回路の無誘導化を行わなかった場合の励磁結果であり、他のグラフとの比較からも明らかのように、抵抗転流動作によりかなり大きな損失が発生していることを示しており、飽和状態における2次コイルのインダクタンス L_{2s} が極めて小さい可飽和型トランスを用いる場合、浮遊インダクタンス等に対し十分な対策を施すことが必要であることを理解させている。尚、励磁動作においては、負荷インダクタンス L_3 が、スイッチのインダクタンス(約 $5 \mu H$) に比べ十分大きいため著しい影響は表われていない。

(Fig. 6-7.8)は、励磁転流方式による励磁結果であるため、この動作図から、トランスの非飽和状態と1次電流 I_1 の関係を知ることはできない。この励磁結果より、励磁転流方式における励磁動作が抵抗転流的に起ったことが理解され、トランス1次側の電源装置はほぼ理想的な動作をしていることが予測される。また、データのサンプリング間隔から、励磁動作は極めて短時間で完了していることが理解される。

以下、個々の励磁結果より得たデータの値を、第4章で得た関係式による値と比較する。尚、(Fig. 6-7)の励磁転流方式による励磁結果のグラフは、(Fig. 6-5)の抵抗転流方式の励磁結果のグラフに続くものであり、case 7はcase 5に引き続いて行なわれた。

まず、第4章で求めた関係式により計算値を求めるために必要な、各パラメータの値を計算し、(Table 6-2)としてまとめておく。

(Table 6-2)の値は全て、第5章において示した値を用いて計算した値であり、特に透磁率 μ 及び、飽和磁場 H_s としては、(Fig. 5-4)より見積った値を用いている。

$$\mu = 2.2 \times 10^{-2} \quad (\text{H/m})$$

$$H_s = 7.4 \times 10^1 \quad (\text{A/m})$$

計算は全て、有効数字3桁で行なうが、特に必要の認められない限り、2桁のみを示すこととしている。

case	L_{2N} (H)	L_{2S} (H)	k_N	k_S	α_B^{20}
1, 2	1.1×10^{-4}	6.0×10^{-9}	9.5	1.7×10^5	1.00
3	4.2×10^{-4}	2.4×10^{-8}	2.4	4.2×10^4	0.999
4	1.2×10^{-3}	6.7×10^{-8}	8.3×10^{-1}	1.5×10^4	0.997
5, 7	3.0×10^{-3}	1.2×10^{-7}	3.3×10^{-1}	5.9×10^3	0.993
6, 8	5.7×10^{-3}	3.2×10^{-7}	1.8×10^{-1}	3.1×10^3	0.987

$$L_3 = 1 \times 10^{-3} \quad (\text{H})$$

Table 6- 2

実験データについては、その値は原則的にはコンピュータから直接数値を読み出して用いたが、ノイズ等の原因により適切な値を読み出すことが不可能であった場合は、グラフ化した結果より数値を読み取り、その値を用いている。

以下、励磁負荷電流値幅 I_{3ex} について考察する。

1回の励磁動作による負荷電流 I_3 の増加 I_{3ex} は、第4章(4-22)式においては、トランス二次巻線数 N_2 の関数として与えられており、特定された磁心と負荷インダクタンスに対しては、二次巻線数 N_2 に比例している。

(4-22)式より、

$$I_{3ex} = \frac{2\mu_s H_s}{L_3} \cdot N_2 \stackrel{\text{def.}}{=} K \cdot N_2 \quad (6-1)$$

(Table 6-3) として、励磁負荷電流幅 I_{3ex} の実験値と計算値を示す。

case	二次巻線数 N_2	I_{3ex} の実験値	I_{3ex} の計算値
1	3 turns	$4.2 \times 10^{-1} A$	$4.9 \times 10^{-1} A$
2	3	4.5×10^{-1}	4.9×10^{-1}
3	6	9.2×10^{-1}	9.8×10^{-1}
4	10	1.5	1.6
5	16	2.3	2.6
6	22	3.1	3.6
7*	16	2.2	2.6
8*	22	3.2	3.6

*は励磁転流方式の場合である。

Table 6-3

全体的に、実験値は計算値より小さくなっているが、かなりよい一致を示していると考えられる。(6-1)式で定義した比例定数 K の値を求めれば、実験値として次の値を得る。

$$\text{計算値} \quad K = 1.6 \times 10^{-1} \quad (A/\text{turn}) \quad (6-2)$$

$$\text{実験値} \quad \hat{K}_{ex} = 1.5 \times 10^{-1} \quad (A/\text{turn}) \quad (6-3)$$

$$\text{標準偏差} \quad \sigma = 5.8 \times 10^{-3} \quad (6-4)$$

また、この実験値 \hat{K}_{ex} より、 $\hat{\mu} \cdot \hat{H}_s$ を求めれば $1.5 (1.45) (N/Am)$ となる。

以下それぞれの励磁結果 (case 1~8) について、転流損失と、負荷電流値 $I_3(m)$ の関係等を調べる。

< case 1. >

case 1. では、整流回路を無誘導化してないため、抵抗転流動作による損失が顕著に現われている。第40回目の励磁サイクルにおいては、励磁幅 $I_{3ex(40)}$ の約 65% が転流により失われている。このことから整流回路のキタクトクタンスは次のように計算される。

$$L_c = 9.3 \times 10^{-6} \text{ (H)} \quad (6-5)$$

第5章において、超電導スイッチ1個当りのインダクタンスが約 $5\mu\text{H}$ とわかっていることから、スイッチ2個分のインダクタンスと他の浮遊インダクタンスをまとめて、 $9.3\mu\text{H}$ は納得できる値であると思われる。

ここで、補正インダクタンス L_c も考慮し絶対最大励磁負荷電流値 I'_{3max} を求めれば、(6-6)式として与えられる。

$$I'_{3max} = \frac{k_s + 1}{n_2 \cdot k_N} \cdot H_s = 2.6 \times 10^1 \text{ (A)} \quad (6-6)$$

< case 2.3 >

case 2. は、case 1. における整流回路を無誘導化した場合であり、case 1. に対し、転流損失の面で著しい改善が見られた。case 2.3 における整流回路の無誘導化は、相対する1組の超電導スイッチを磁氣的に結合させることで為しており、単体のスイッチを無誘導化するよりも合理的であると思われる。

< case 4. >

整流回路は無誘導化されていない。case 1 と同様に補正インダクタンス L_c と絶対最大励磁負荷電流値 I'_{3max} を計算しておく。

$$L_c = 7.8 \times 10^{-6} \text{ (H)} \quad (6-7)$$

$$I'_{3max} = 1.1 \times 10^2 \text{ (A)} \quad (6-8)$$

< case 5, 6 >

超電導スイッチは、それぞれを無誘導化して用いている。

負荷電流 I_3 が 50A を越えたあたりから、転流損失が目立ち始めているので、 $I_3 = 80\text{A}$ での値を用いて補正インダクタンス L_c を求め絶対最大励磁負荷電流値 $I_{3\max}'$ を計算する。

$$\text{case 5. } \left\{ \begin{array}{l} L_c = 2.6 \times 10^{-6} \text{ (H)} \\ I_{3\max} = 5.1 \times 10^2 \text{ (A)} \end{array} \right. \quad (6-9)$$

$$I_{3\max} = 5.1 \times 10^2 \text{ (A)} \quad (6-10)$$

$$\text{case 6. } \left\{ \begin{array}{l} L_c = 2.6 \times 10^{-6} \text{ (H)} \\ I_{3\max} = 6.7 \times 10^2 \text{ (A)} \end{array} \right. \quad (6-11)$$

$$I_{3\max} = 6.7 \times 10^2 \text{ (A)} \quad (6-12)$$

< case 7 >

case 7 は、励磁転流方式による励磁結果であり、case 5 に引続き行なったものである。case 5 においては、負荷電流 $I_3 = 80\text{A}$ では、1回の励磁による負荷電流の増大値幅 $\Delta I_3^{(n)}$ が 1.5A 程度であるにもかかわらず、case 7 では、 $I_3 > 80\text{A}$ で $\Delta I_3^{(n)} > 2.0\text{A}$ となっている。このことは、第4章第5節で述べた、励磁動作時間による影響等が現われたためと考えられる。

< case 8 >

case 8 は、case 6 との比較を目的として行なった励磁結果であり、case 8 における毎回の励磁幅は、case 6 の励磁幅と比較し、平均的に5%程度大きくなっていることが分かる。

(Table 6-3) の値と、以上の結果を考慮し、計算式と実験値の一致を見るため、 ~ 20 回の励磁動作の後に達する負荷電流の値を計算する。尚、本実験では、トランス磁心の消磁を行なっていないため動作点 $P(I_1, I_2)$ は、(Fig. 6-19) に示すように移動するので、第4章で与えた式を、以下(6-13, 14)式のように修正して与えなければならぬ。また、本実験に用いた磁心材は十分に透磁率 μ_r が高いので、トランスの非飽和状態における励磁のみを考えればよい。

抵抗転流方式の場合、(4-78)式より、

$$I_3(n) = (1 - \alpha_s^n) \frac{k_s + 1}{n_2 k_N} I_s \quad (6-13)$$

励磁転流方式の場合、(4-79)式より

$$I_3(n) = \frac{2\eta}{n_2 k_N} I_s \quad (6-14)$$

(Table 6-4) として、実験値による \hat{K}_{ex} を用いて計算した 20 回の励磁動作の後の負荷電流値 $I_3(20)$ と実験値の $I_3(20)$ を比較する。ただし、case 7 における実験値は存在しない。また、case 2, 3 においては補正インダクタンス L_c として、case 5, 6 と同値の $2.6 \mu H$ を考慮する。

case	$I_3(20)$ 実験値	$I_3(20)$ 計算値
1	7.6 (A)	7.5 (A)
2	8.8	8.5
3	1.7×10^1	1.7×10^1
4	2.5×10^1	2.6×10^1
5	4.1×10^1	4.5×10^1
6 $I_3(18)$	5.0×10^1	5.4×10^1
7*	—	—
8* $I_3(18)$	5.2×10^1	5.8×10^1

Table 6-4

トランス二次巻線数 N_2 が大きくなる程、実験値は計算値と比較し小さくなっていくようであるが、これは、負荷電流 I_3 の増大による漏れが増大である

と思われる。根拠は以下のとおりである。

可飽和型オルセン = デバイスを抵抗転流方式により励磁する場合、第 n 回目の励磁による負荷電流の励磁幅 $I_{3ex}(n)$ は、(6-15)式で与えられており、この(6-15)式の右辺第1項は、理想的には一定値を示すべき項である。

$$I_{3ex}(n) = \frac{2 \cdot H_s}{n_2 \cdot k_H} - \frac{2}{k_s + 1} I_3(n-1) \quad (6-15)$$

それにもかかわらず、case 5, 6, (Fig. 6-5, 6)においては、励磁回数の増大に伴い微かづつではあるが、励磁動作時の負荷電流の増大幅が減少していることが観測されている。この増大幅の減少は、明らかに、磁束の漏れが発生したためであり、そのために、トランスを非飽和状態とする非飽和磁場領域幅 H_s が減少したことによっている。(6-15)式の右辺第2項は転流損失を与えている。励磁転流方式による励磁運転において、負荷電流値 $I_3(n)$ は、抵抗転流方式と同等の式で与えられており、故に、case 8 においても同様の原因による励磁負荷電流値幅 $\Delta I_3(n)$ の減少が起きたものと考えられる。

以上より、負荷電流 I_3 の増大は、磁心の特性のみから予測される計算値より遅くなることが理解されるが、その原因が非飽和磁場領域幅 H_s にあると考えられるので、最大励磁負荷電流値 I_{3max} は、その値がトランス1次側の電源によって決定される値である限り減少することはない。そこで、以下に、第4章(4-46, 47)式で与えられる最大励磁負荷電流値 I_{3max} を case 1~4 については 20 A、また case 5~8 については 200 A とし、絶対最大励磁負荷電流値 I_{3max}' に対する励磁率 p と、励磁回数 n を求めまとめておく。(Table 6-5)

(Table 6-5) に示す励磁回数 n の値は、第3章第4節(3-44)式によるものであり、実際には、数割増になると考えられる。

case	$I_3'_{max}$	I_3_{max}	I_1_{max}	p	n
1	$2.6 \times 10^1 (A)$	$2.0 \times 10^1 (A)$	3.8 (A)	0.77	80
2	9.4×10^1	2.0×10^1	3.8	0.22	48
3	1.9×10^2	2.0×10^1	7.5	0.11	23
4	1.1×10^2	2.0×10^1	6.7	0.18	16
5	5.1×10^2	2.0×10^2	2.0×10^1	0.39	96
6	6.7×10^2	2.0×10^2	2.8×10^1	0.30	69
7*	(5.1×10^2)	2.0×10^2	2.0×10^1	0.39	76
8*	(6.7×10^2)	2.0×10^2	2.8×10^1	0.30	57

Table 6- 5

case 3 及び 4 において予測される励磁回数 n は、実験結果と良く一致しており、励磁率 p が小さい場合は、誤差要因の影響が現われにくいことがわかった。

16 : 3

I_3 20 [A]

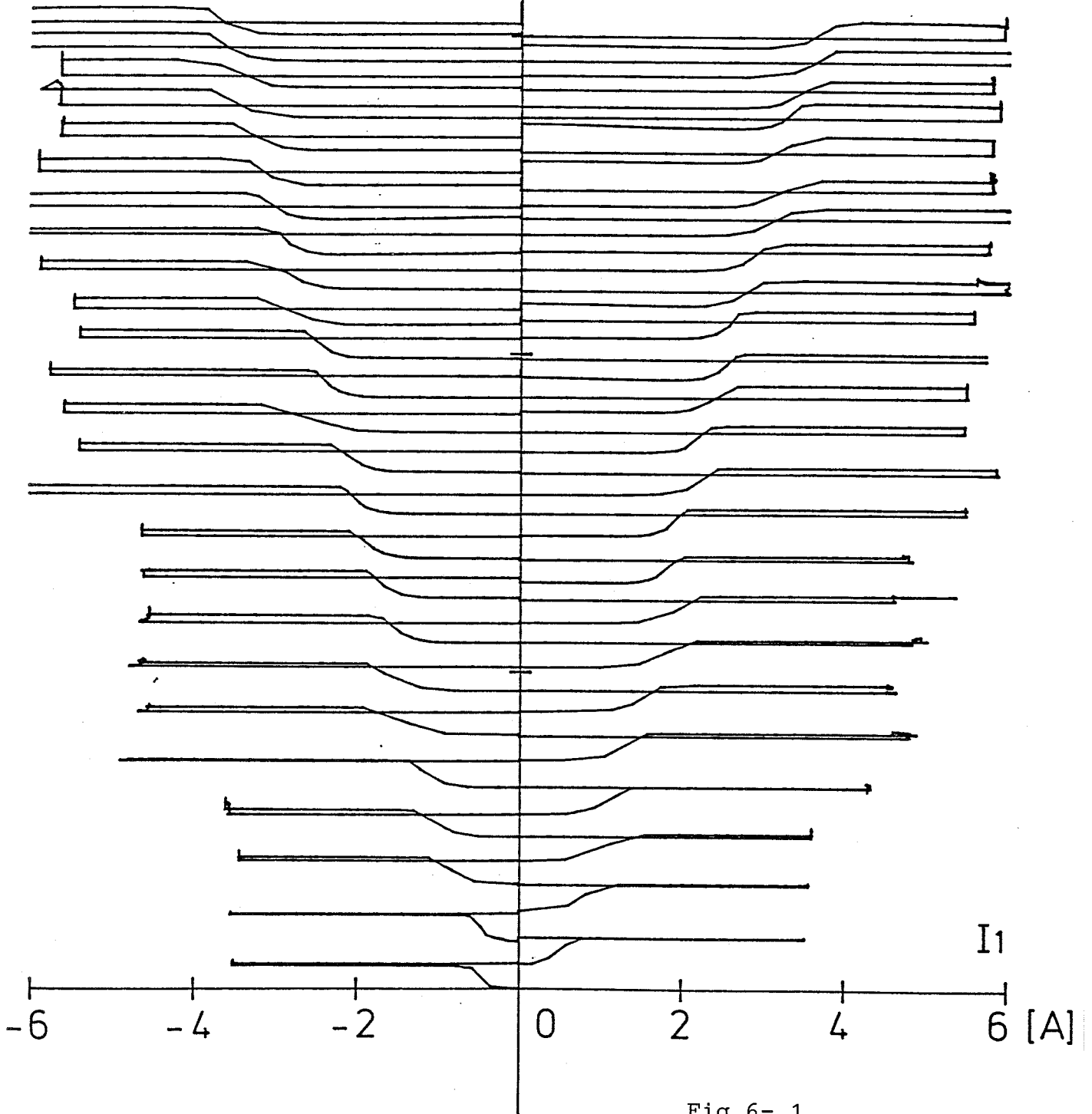


Fig.6- 1

16:3

I_3 20 [A]

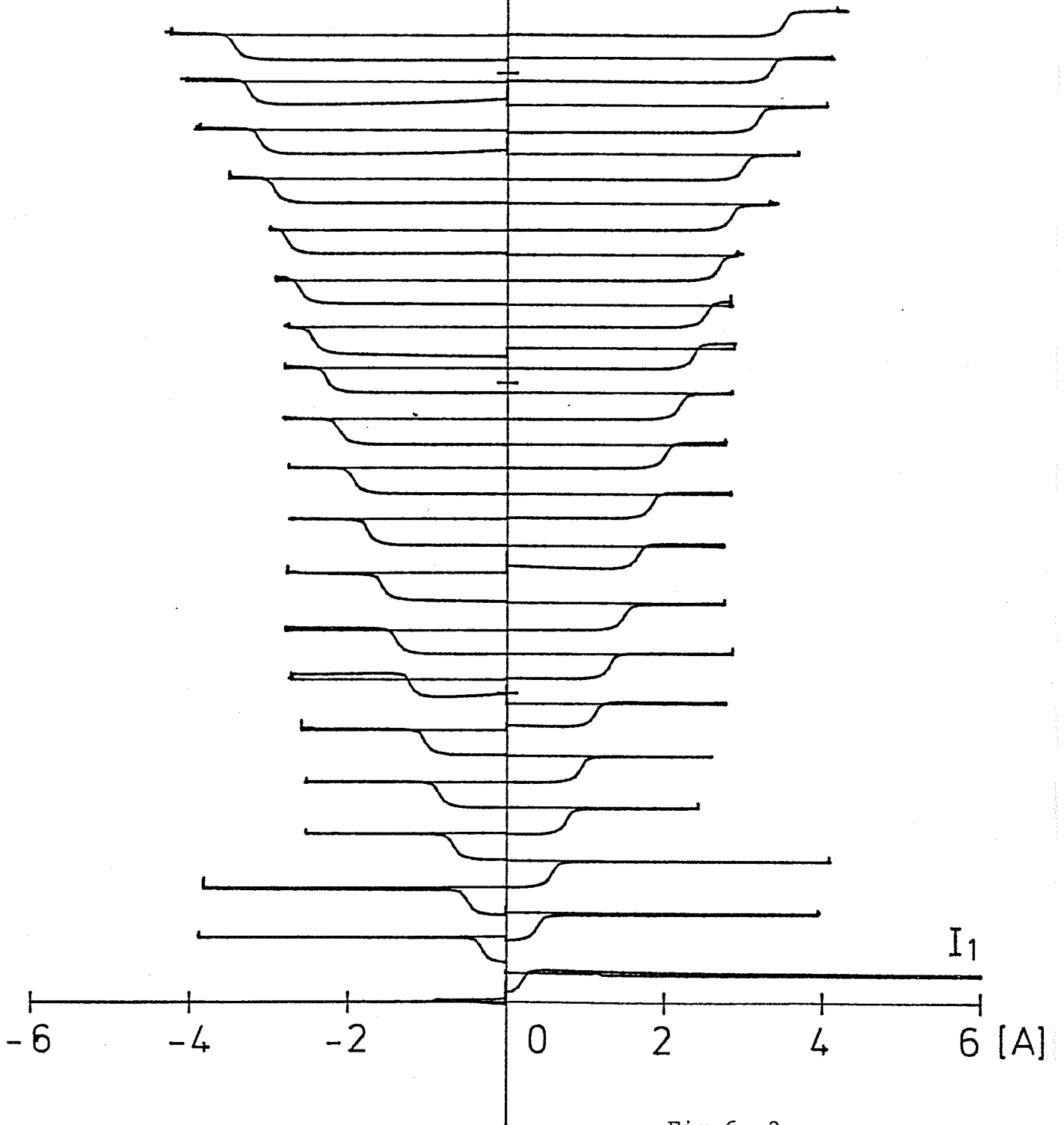


Fig.6- 2

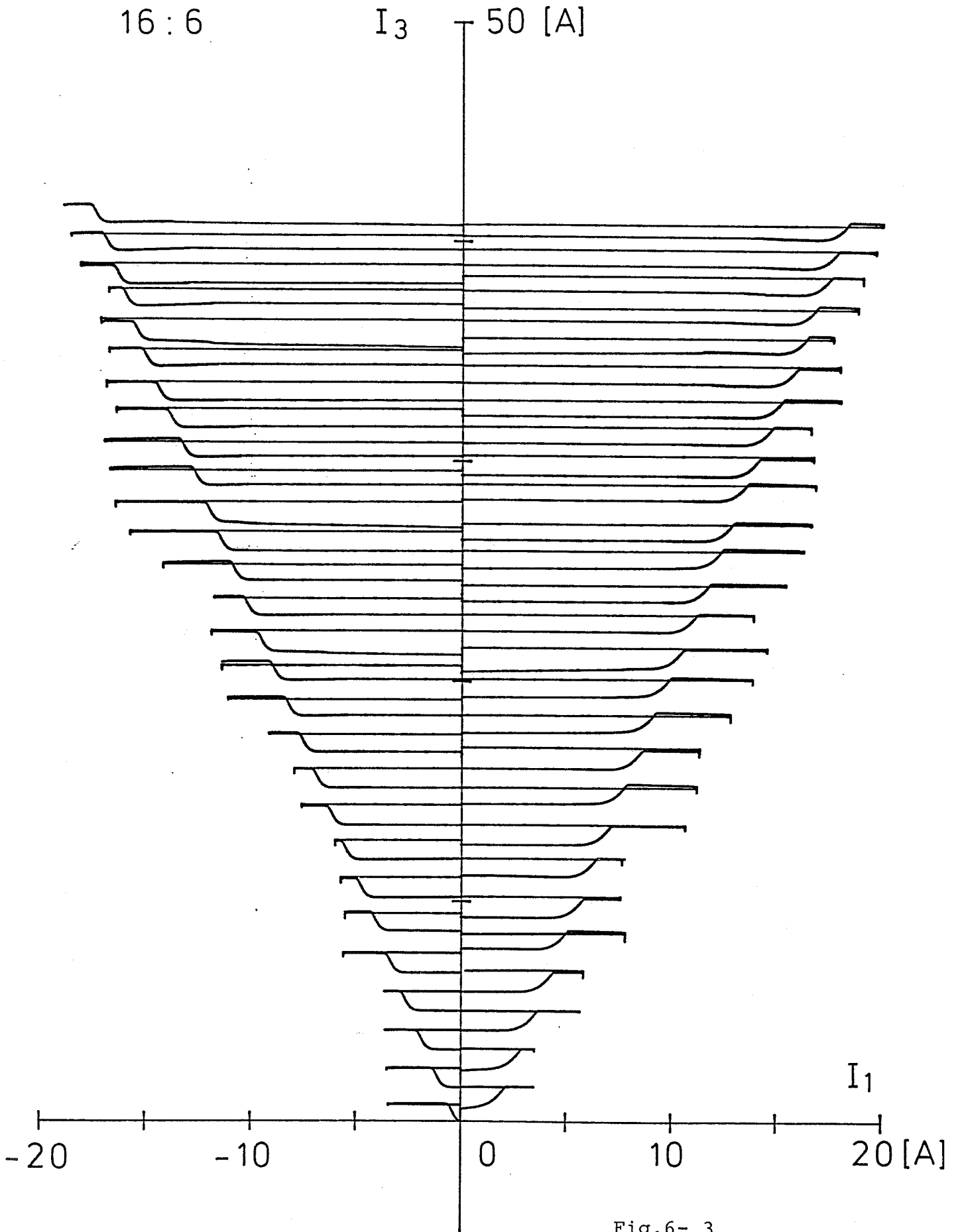


Fig.6- 3

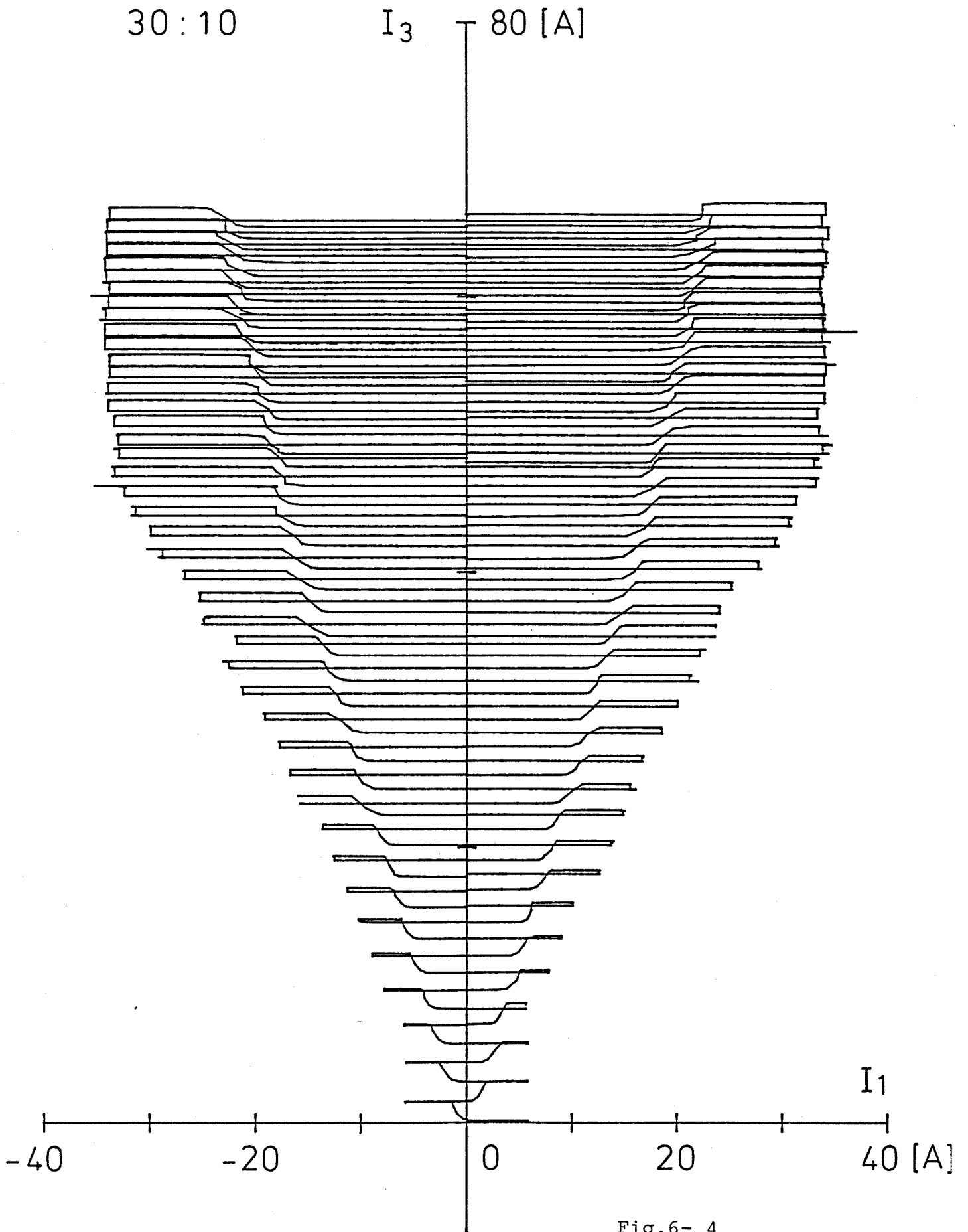


Fig.6- 4

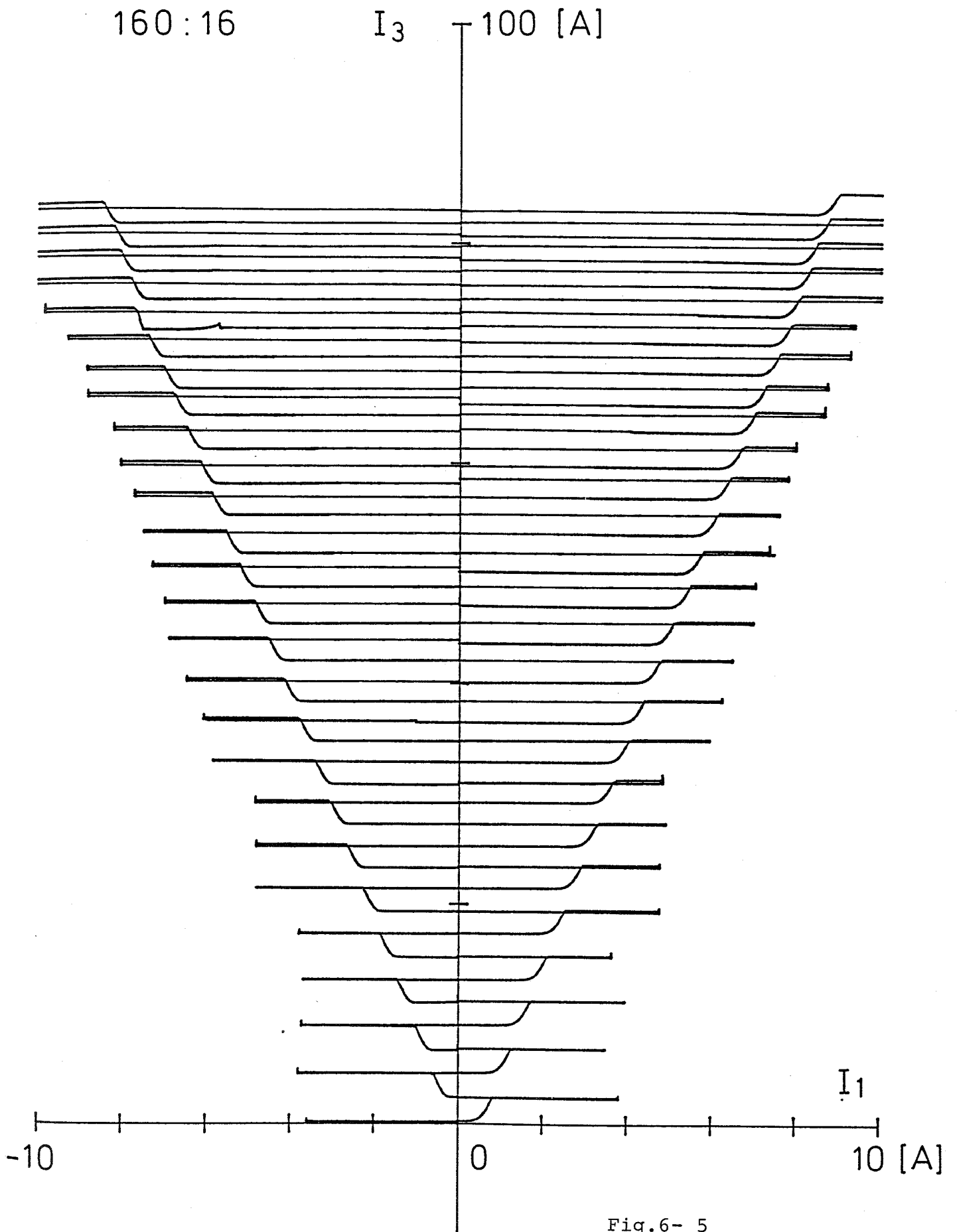


Fig.6- 5

160:22

I_3 60 [A]

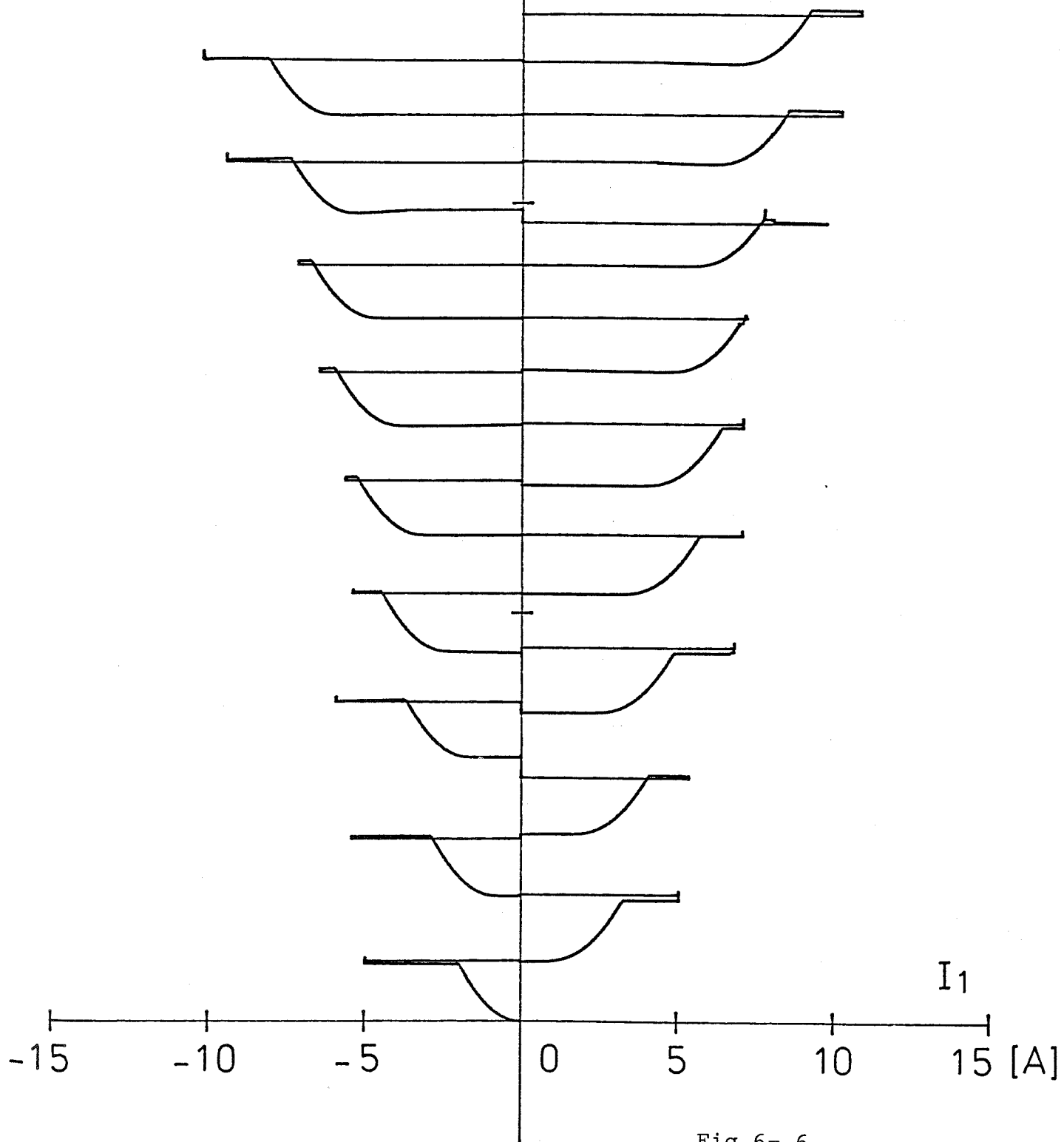


Fig.6- 6

160 : 16

I_3

150 [A]

129

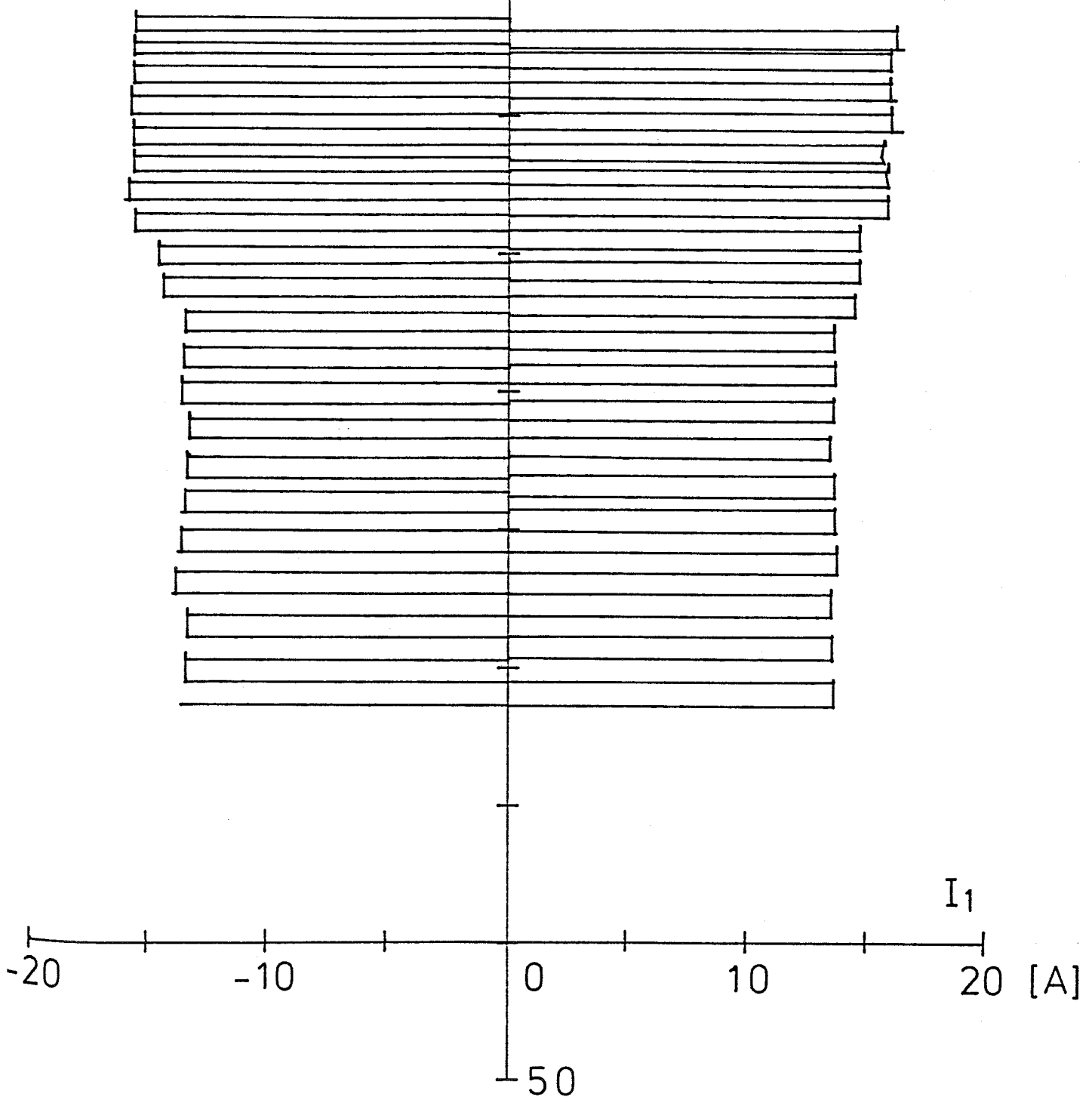


Fig.6- 7

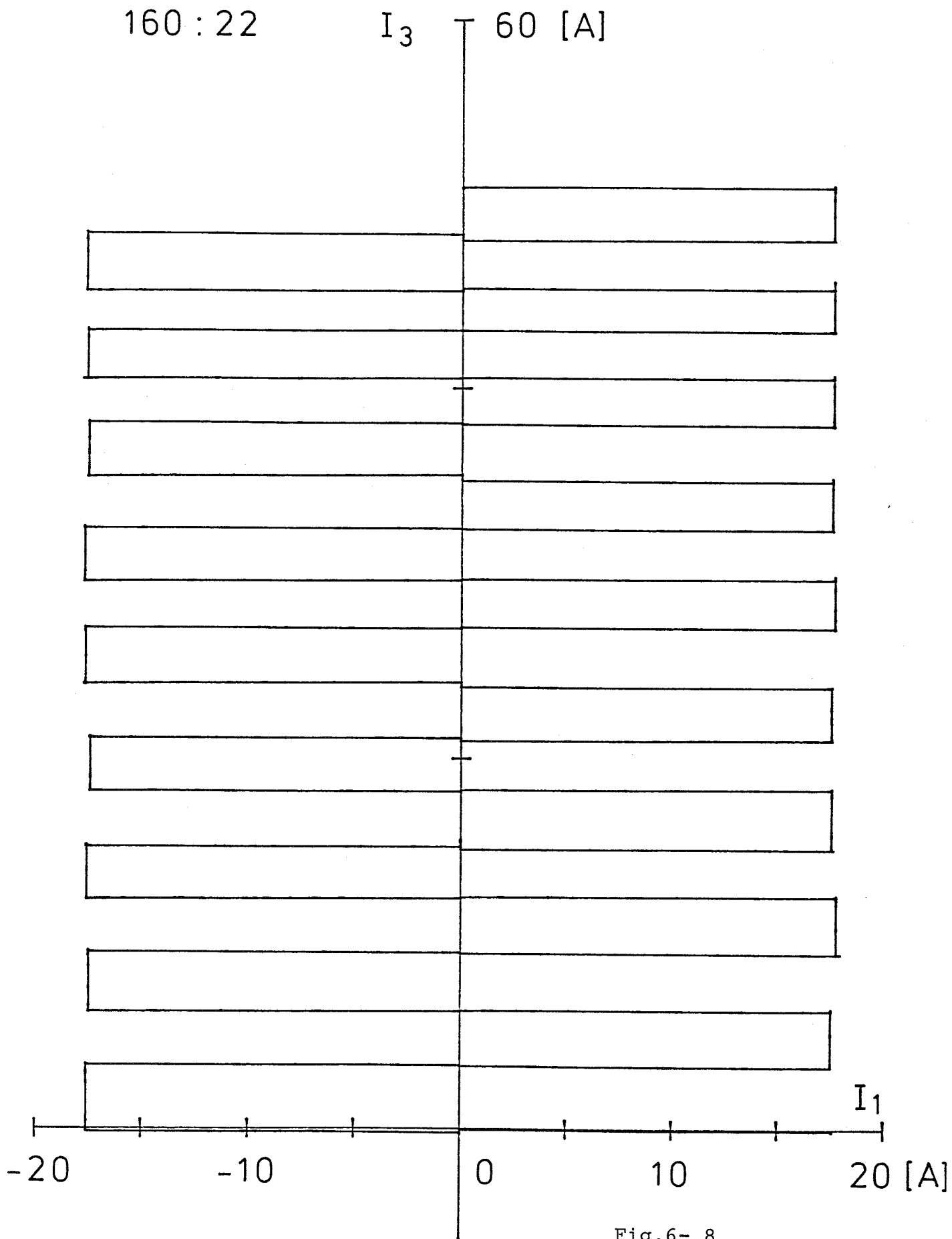


Fig.6- 8

(2) 超電導トランスBを用いた実験結果と考察

超電導トランスBを用いた実験回路のダイヤグラムは (Fig. 6-20) に示すとおりであり, また実験装置のダイヤグラムは (Fig. 6-21) に示すとおりである。この実験装置は, 超電導トランスの負荷となる超電導負荷コイルが常に2個装置されている以外, 超電導トランスAを用いた実験装置と同等であり, (Fig. 6-20, 21) において, L_{32} で示されるコイルは常に負荷コイルDであり, L_{31} で示されるコイルは, 負荷コイルBまたはCが用いられる。(Fig. 6-21) には負荷コイルCの場合が描かれている。

超電導トランスBを用いた励磁実験においては, トランスの1次巻線数 N_1 と2次巻線数 N_2 を一定とし, 負荷インダクタンス L_3 を変化させている。

$$\text{トランスB} : N_1 : N_2 = 500 : 50$$

(Fig. 6-9~18) として, 励磁実験結果のグラフを示す。

トランスBを用いた励磁実験では, 励磁方式は全て励磁転流方式としており, (Fig. 6-9~18) を与えた負荷コイルは, それぞれ (Table 6-6) に示すとおりである。

case	Fig	負荷コイル
9~12	6-9~12	B
13	6-13	C
14, 15	6-14, 15	B//D : BとDを反結合
16~18	6-16~18	C//D : CとDを順結合

トランスBに対する負荷コイルの組合せ Table 6-6

(Table 6-6) において, case 11と12, case 14と15, 及び case 16~18 の各実験はそれぞれ連続した励磁実験であり, 対応する結果のグラフも連続するものである。

Case 9~13 の実験では, (Fig. 6-20) における超電導スイッチ S_3 を超電導状態とし, トランスの直接の負荷をコイル L_{31} のみとして励磁運転を行った。また case 14~18 の実験では, 超電導スイッチ S_3 を常電導状態として励磁運転を行った。尚, 超電導スイッチ S_3 は, 負荷コイル D を短絡させる目的で設置したものであり, 無誘導化されており, 約 $5m\Omega$ の常電導抵抗を示す。

Case 9~18 の実験においても, 電源装置及び整流回路制御装置の操作は全て手動で行なった。しかし, 励磁転流方式を採用しているため, 負荷電流値に依らず, 一定の時間間隔で操作を行ったため, 1回の励磁操作に要した時間は約6秒であった。この6秒間のうちの1秒間が抵抗転流励磁動作に与えた時間であり, サーマル=スイッチのヒータは全励磁時間の $\frac{1}{6}$ の時間だけ発熱していた。

実験データの処理等については, トランス A を用いた実験と同様に, コンピュータを利用した。

Case 14~18 の2つの負荷コイルを組合せた励磁実験は, 第7章及び第8章で述べる実験の予備実験として行ったものであるが, 2つの負荷コイルが磁気的に結合しているため, 正確な総合インダクタンスが予測できず, オルセン=デバイスの動作に関する定量的なデータは与えない。しかしながら, 励磁動作状態の定性的なデータも与えているので後に考察する。まず, Case 9~13 の励磁結果より, 励磁負荷電流値幅 I_{ex} の実験値と計算値を比較し, (Table 6-8) として示す。計算に用いるパラメータの値は (Table 6-7) に示すとおりである。

case	$L_3 (H)$	k_N	k_S	α_{25}^{20}
9~12	2.1×10^{-3}	1.8×10^{-1}	3.2×10^3	0.987
13	2.0×10^{-2}	1.7	3.0×10^4	0.999

$$L_{2N} = 1.2 \times 10^{-2} (H)$$

$$L_{2S} = 6.7 \times 10^{-7} (H)$$

Table 6-7

case	$L_3 (H)$	I_{3ex} の試験値	I_{3ex} の計算値
9	2.1×10^{-3}	3.7 (A)	3.9 (A)
10	2.1×10^{-3}	4.2	3.9
11,12	2.1×10^{-3}	3.6	3.9
13	2.0×10^{-2}	4.8×10^{-1}	4.1×10^{-1}

Table 6-8

計算値と試験値の一致に関しては、試験値が計算値より大きくなっている場合が存在すること以外は、トランスAを用いた試験と同程度であると考えられる。(Table 6-8)より、平均的な透磁率 μ と非飽和磁場領域幅 \hat{H}_S の積を計算すれば、次のように与えられる。

$$\mu \cdot \hat{H}_S = 1.70 \quad (N/Am) \quad (6-16)$$

以下 case 9~18 のそれぞれの励磁結果について述べる。

< case 9 >

約±10Aの1次電流 I_1 の掃引励磁を行った場合、約40回の励磁動作の後負荷電流値 I_3 は、約62Aに達し飽和している。負荷電流値62Aは、最大1次電流値 $I_{1max} = 10A$ から予測される最大励磁負荷電流値 $I_{3max} = 100A$ に対し40%程度も低い値である。このことは以下に述べる理由によるものであることが予測される。

(1) 最大励磁負荷電流値 I_{3max} の計算値は、超電導トランスの1次コイル L_1 と2次コイル L_2 の結合率を100%とし計算した相互インダクタンス M によっているが、実際のトランスにおいては、漏れ磁束等が存在し結合率は100%とならず相互インダクタンスも減少する。また、励磁転流方式においては、負荷コイル L_3 の励磁は、抵抗転流動作によりパルス的に起るため、このことによっても結合率は低下し、結果的に、励磁負荷電流値幅 I_{3ex} そのものが減少してしまう。

(2) 特に、case 9~12 においては、励磁回数 n の増大に伴って励磁負荷電流値幅 I_{3ex} の減少が観測されていることから、励磁動作時間(約1秒間)が励磁完了には不十分であったことが考えられる。励磁転流方式における励磁動作に要する時間は、第4章第5節(4-98)式で与えられ、負荷インダクタンス L_3 、最大1次電流値 I_{1max} 、及び励磁回数 n の関数であり、特に励磁回数 n が増大すると励磁所要時間 T_{ex} は長くなる。励磁所要時間 T_{ex} は初励磁において、0.1秒程度であり、負荷電流値 $I_3 = 60A$ では、0.5秒以上となる。この値は、超電導スイッチの応答特性を理想的と仮定した場合の値であり、超電導スイッチの応答特性によっては、数倍以上の時間が必要である。実験においてはサーマルスイッチのヒータは1秒程度の時間しか動作しておらず、励磁動作が完了前に次の励磁操作(転流変移動作)を行なっていた可能性が高い。このような動作を為した場合の動作点 $P(I_1, I_2)$ 及び $Q(I_1, I_3)$ の移動の様子は、(Fig. 6-22)に示すとおりである。

以上(1)及び(2)の原因の総合的な結果として、1次電流 $I_{1max} = 10A$ に対し負荷電流値 $I_3 = 62A$ が与えられたものと考えられるが、(1)の原因では、励磁回数 n の増大に伴った励磁負荷電流値幅 I_{3ex} の減少を説明できないので、主な原因は(2)にあると思われる。

更にその後、1次電流 I_1 の掃引領域を約 $\pm 20A$ まで拡大したところ、再び負荷電流 I_3 は増大しはじめた。その後の急激な負荷電流 I_3 の減少は負荷コイルにクエンチが発生したことによる。 ($I_{3qu.} = 78A$)

< case 10 >

case 9と同様の結果であり、再現性は良い。case 10におけるクエンチ時の負荷電流値 $I_{3qu.}$ は約 $87A$ であり、case 9の場合より1割程度大きくなっている。

< case 11, 12 >

case. 9 & 10と同様の結果であるが、初励磁のみ抵抗転流方式により励磁を行っている。このときの励磁負荷電流値幅 I_{3ex} は他の励磁転流方式による励磁における値 I_{3ex} に比べ倍以上と大きな値である。このことは、前節でのトランスAを用いた実験結果におけるcase 6とcase 8との比較により得られた結論と一致せず、それ故に、case 9で考察した(2)の原因による励磁幅 I_{3ex} の減少が起きていることが理解される。

< case 13 >

単調な負荷電流 I_3 の増大が観測されている。実験に用いた装置では、数十回程度以上の励磁を行うことは不可能であり、特別な現象は観測されていない。1次電流の掃引領域は約 $\pm 20A$ である。

< case 14, 15 >

極めて特異な負荷電流 I_3 の励磁状態が現われているが、これは、直列に接続された2つの負荷コイルBとDに対し、まずインダクタンスの小さいコイルBのみに励磁が為され、コイルDにはコイルBから抵抗転流的に励磁が為されていることを示したものである。コイルBからDへの抵抗転流的な励磁に

おける緩和の様子が毎回の励磁動作に明確に現われている。この様な励磁が為された原因は、コイルBとコイルDのインダクタンスの比が20以上と大きいにもかかわらず、超電導スイッチ S_3 の常電導抵抗値が $5m\Omega$ と小さかったこと、及び、コイルBとコイルDが反結合されているため緩和の時定数が比較的大きかったことにある。

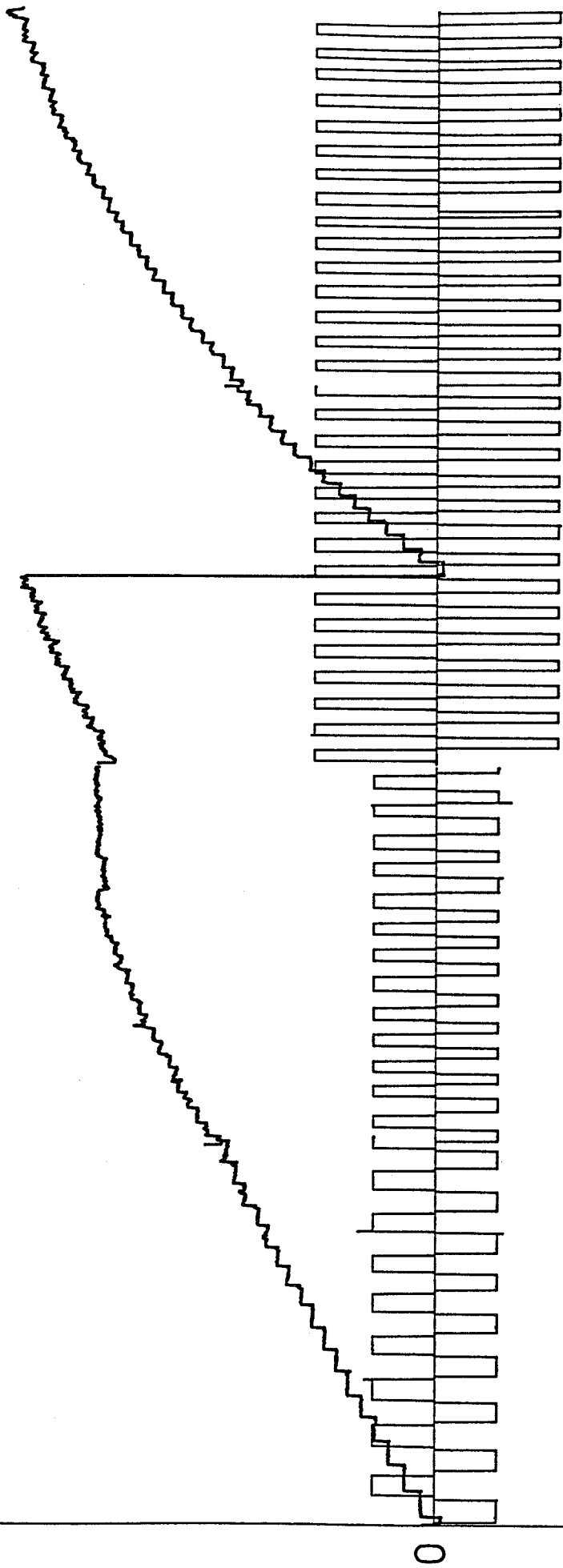
<case 16~18>

最大1次電流値 $I_{1max} \approx 10A$ に対し、負荷電流値 $I_3 \approx 40A$ を得ている。原因は、case 9等の場合と同様と考えられ、またcase 16~18における励磁所要時間 T_{ex} は、case 9の場合よりも長く、そのため、case 9の場合よりも小さな負荷電流値で飽和状態となったものと考えられる。

また、case 16~18も、case 14, 15と同様に2つの負荷コイルCとDを直列に接続し負荷として用いているが、2つのコイルCとDのインダクタンスが共に十分大きく、倍程度の違いしかないので、そして順方向に結合されており転流緩和の時定数が極めて短いため、case 14, 15において発生したような現象は起きていない。

(Fig. 6-18)において、一部に回生動作の様子も表わしている。回生動作における、動作点P(I_1, I_2)及びQ(I_1, I_3)の移動の様子は、(Fig. 6-23)に示すとおりである。

100 — I_1, I_3 [A]



137

Fig.6-9

-100—

100 I₁, I₃ [A]

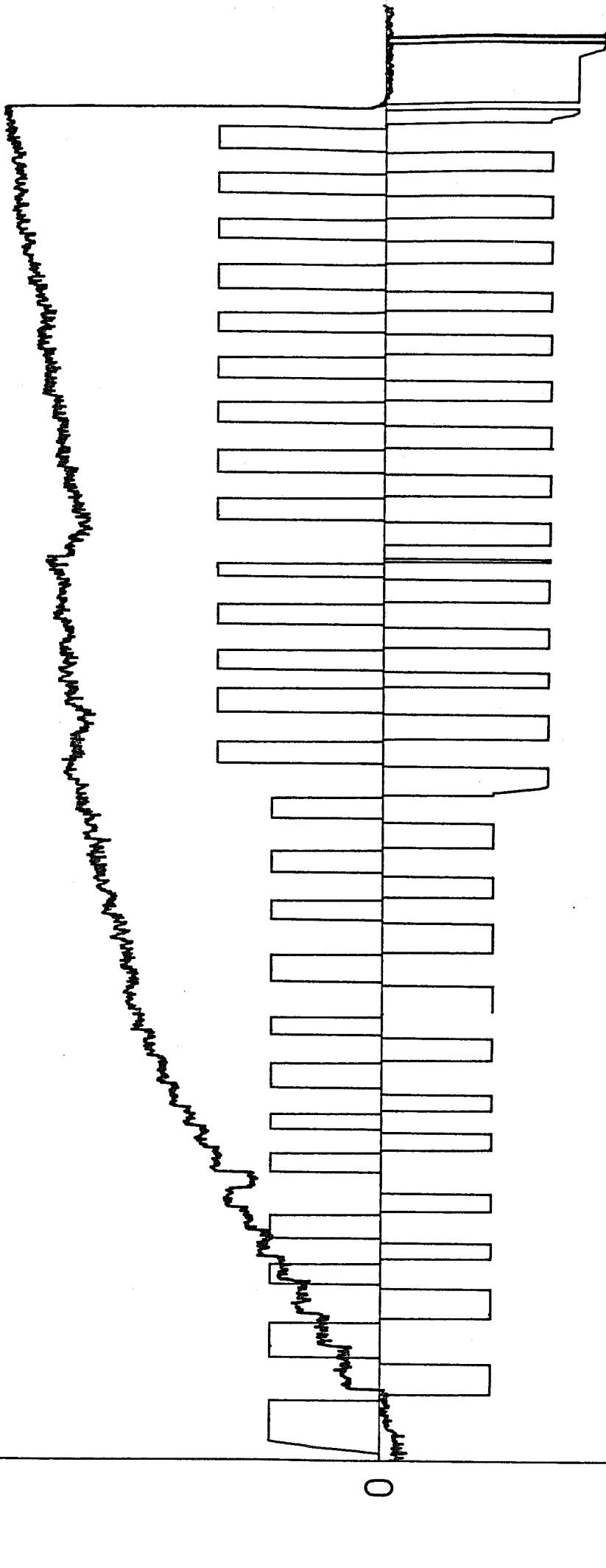


Fig.6-10

100 I1, I3 [A]

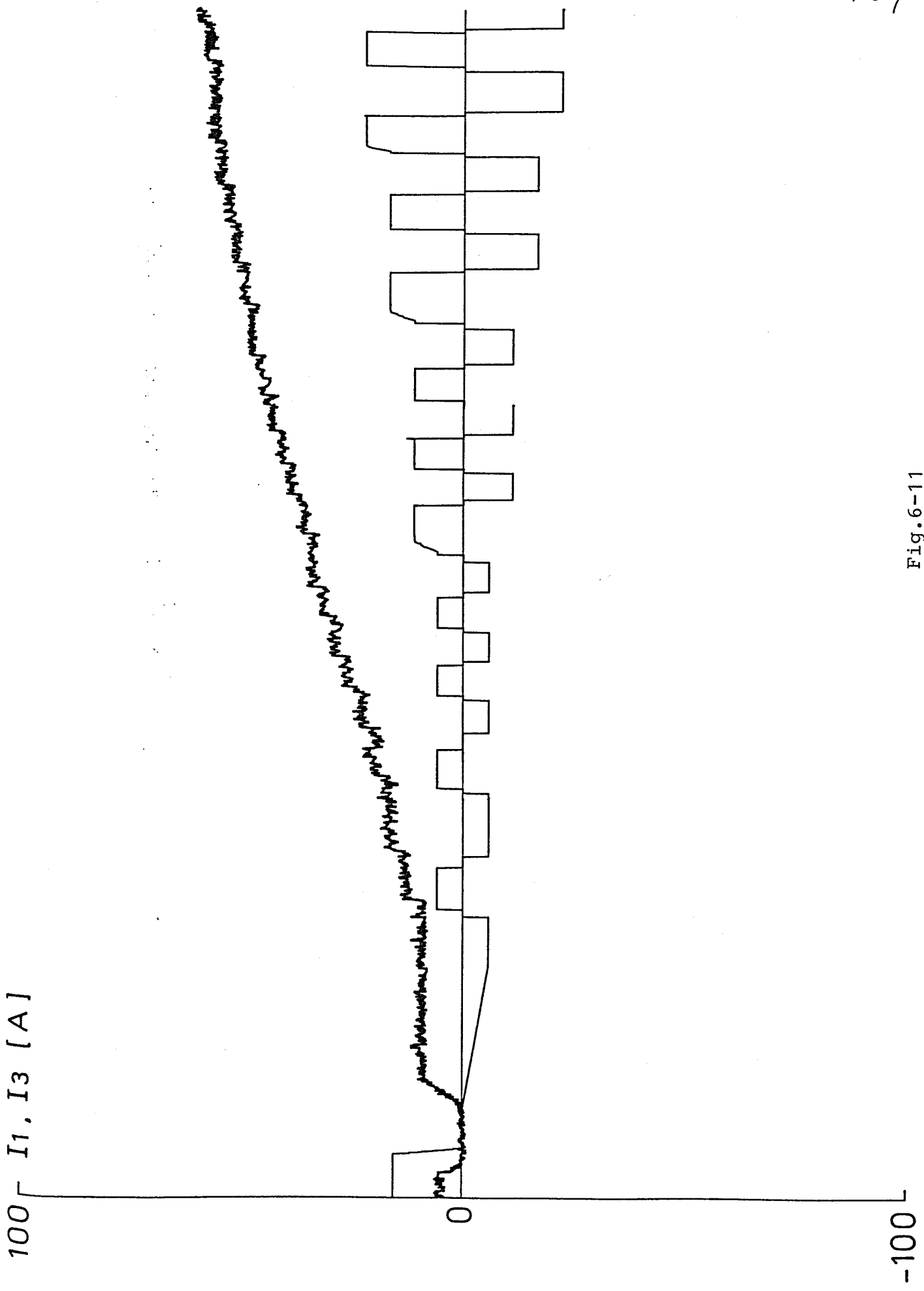


Fig.6-11

100 I₁, I₃ [A]

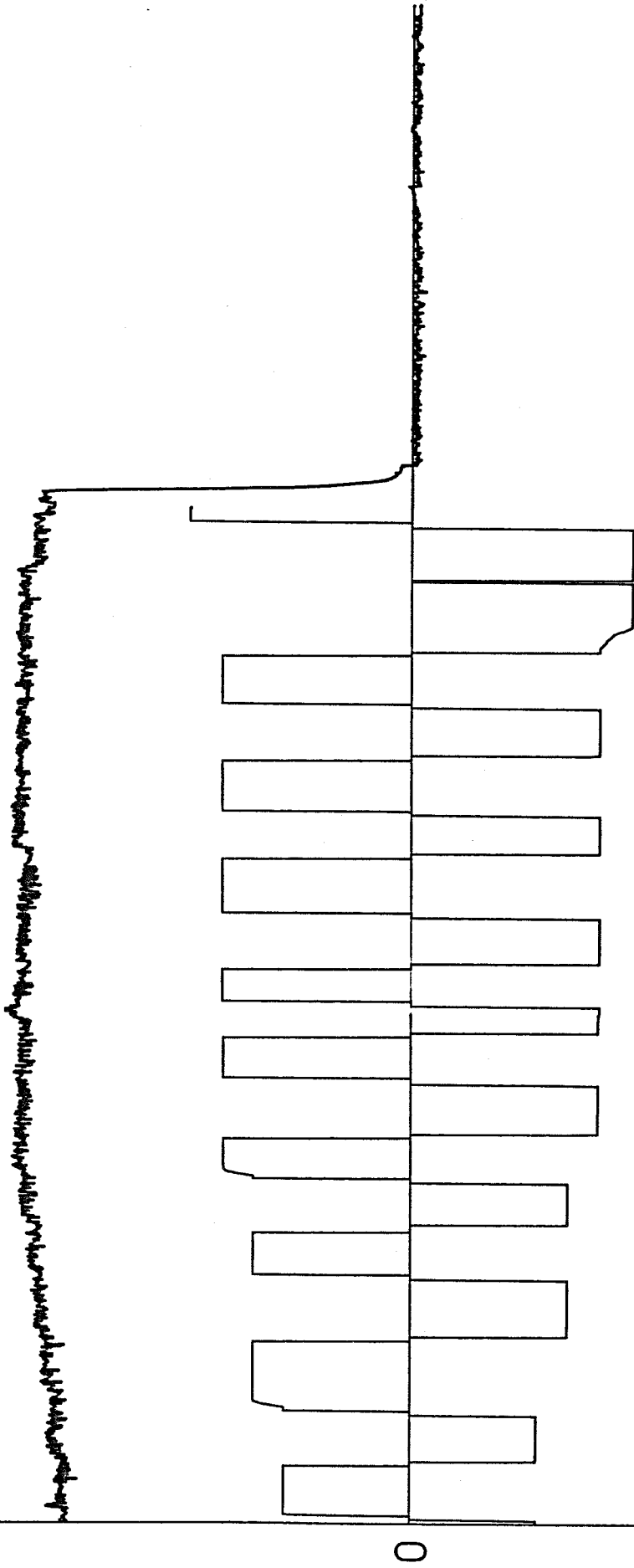


Fig. 6-12

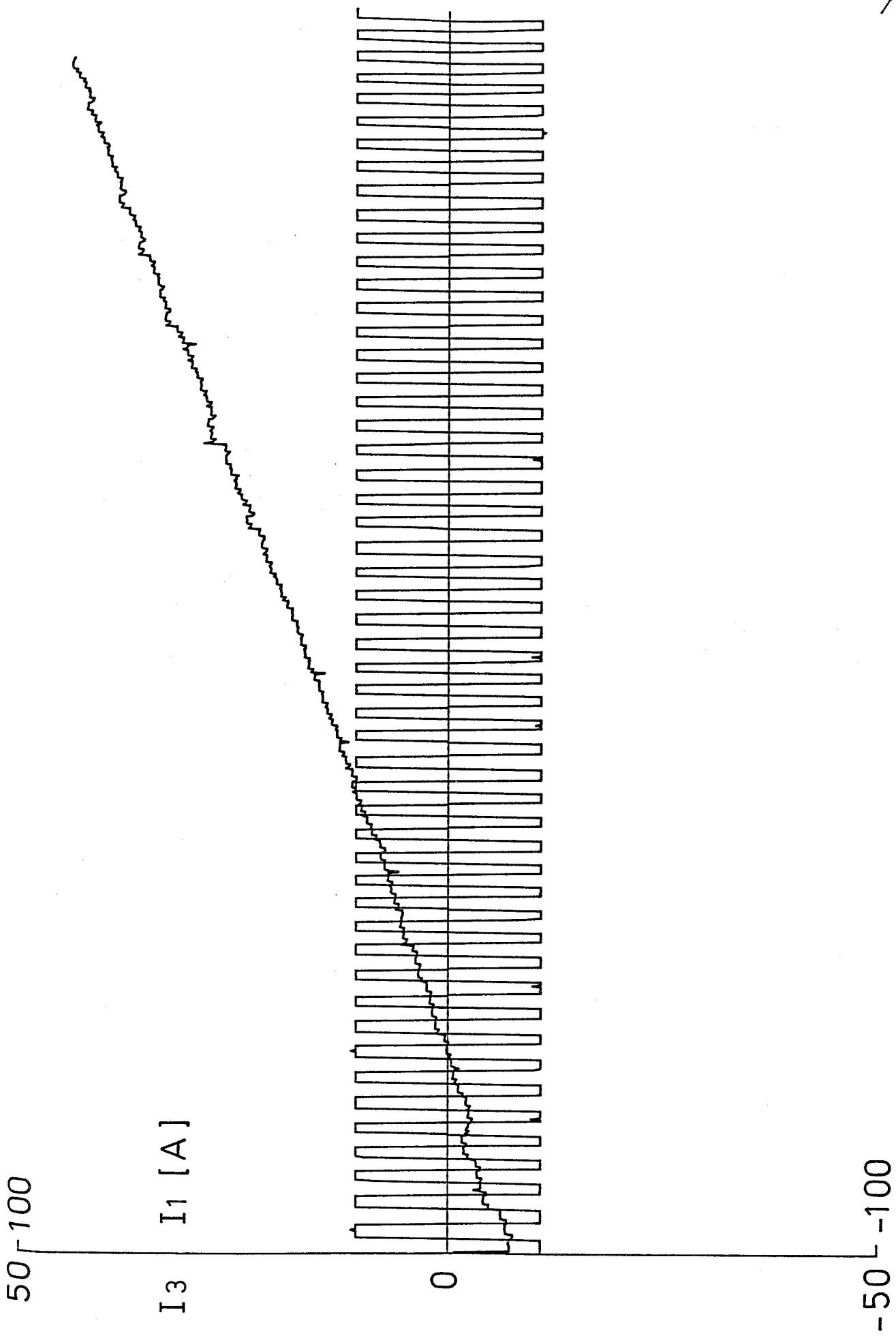


Fig. 6-13

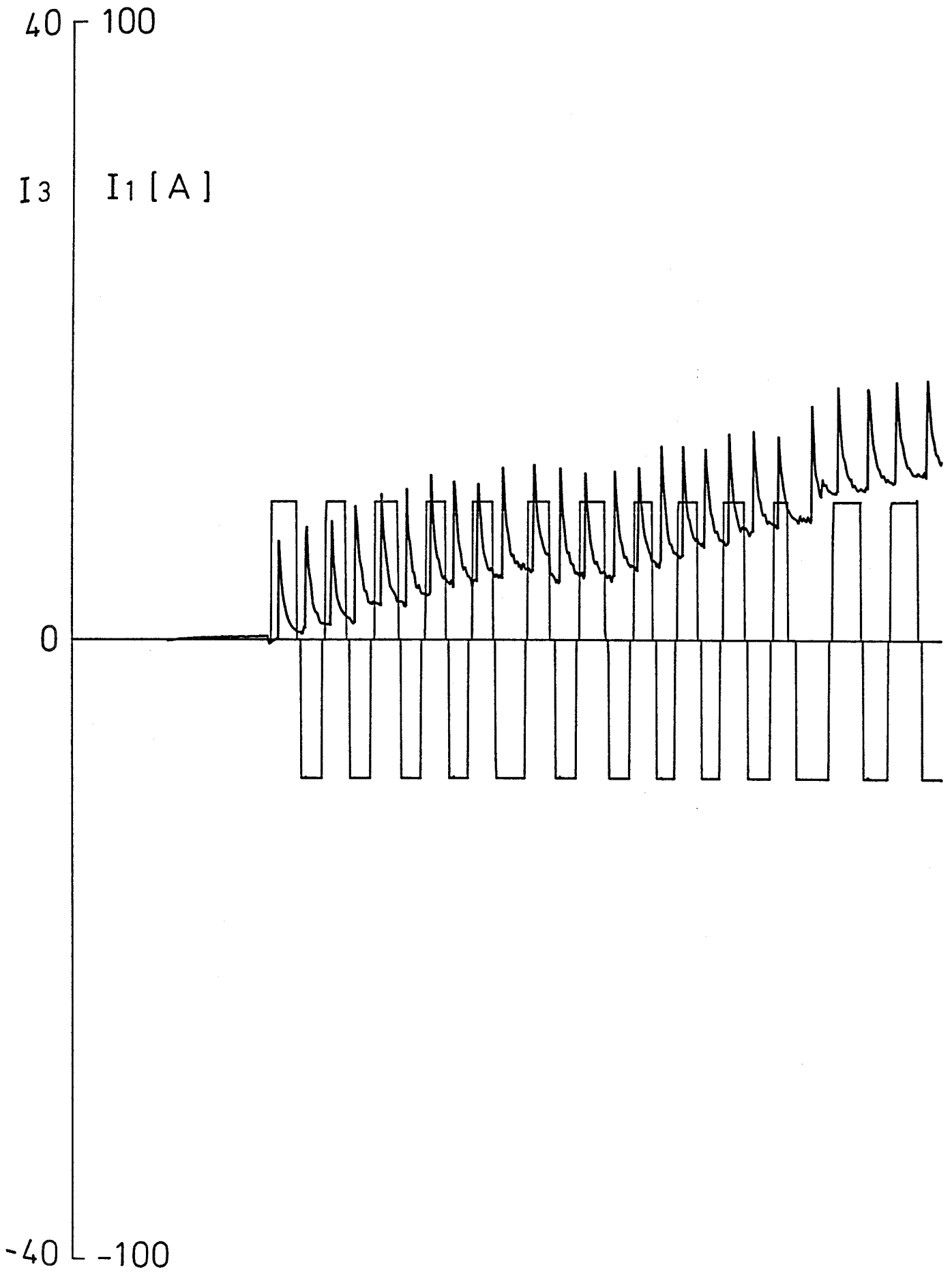


Fig.6-14

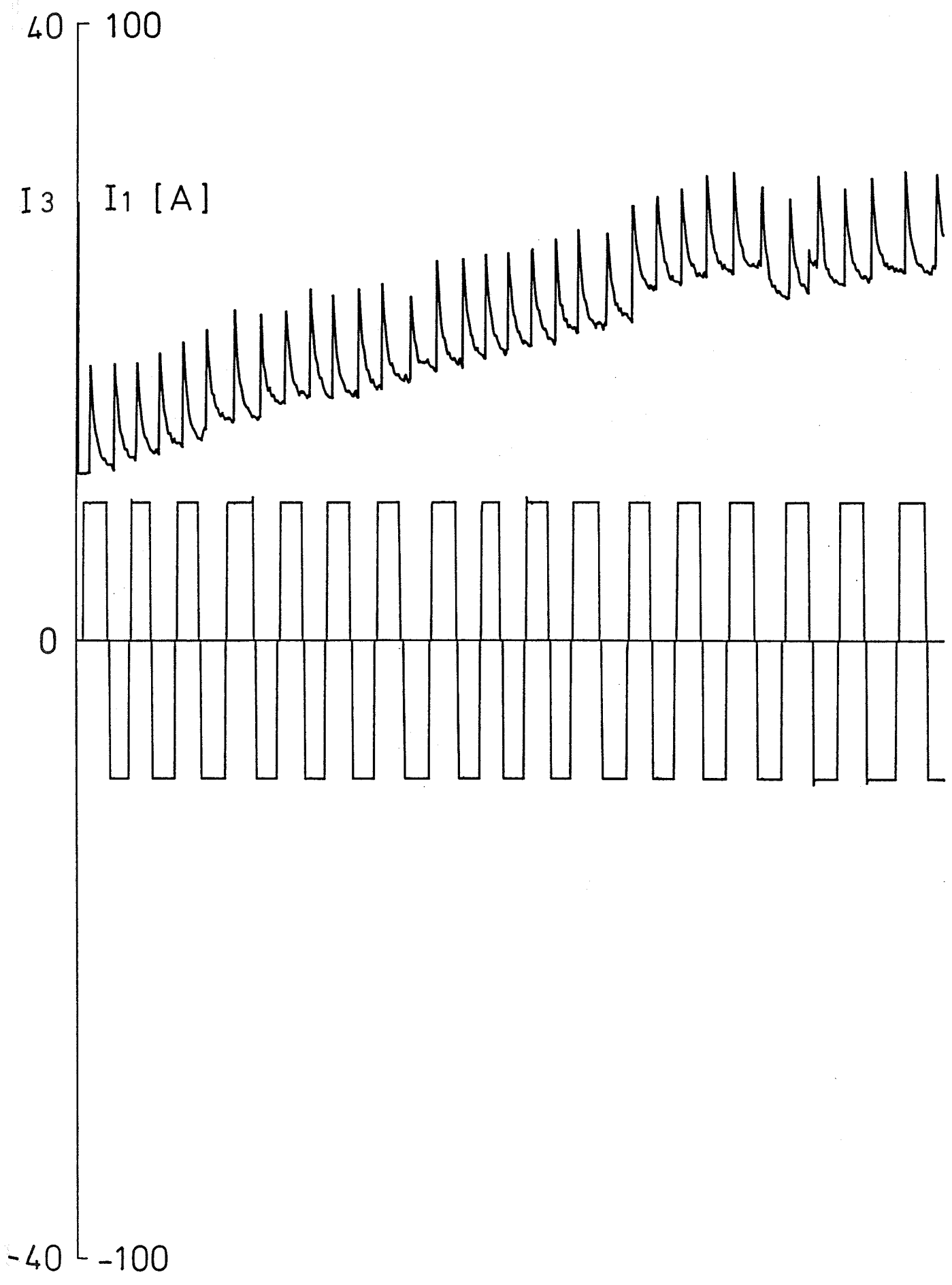


Fig.6-15

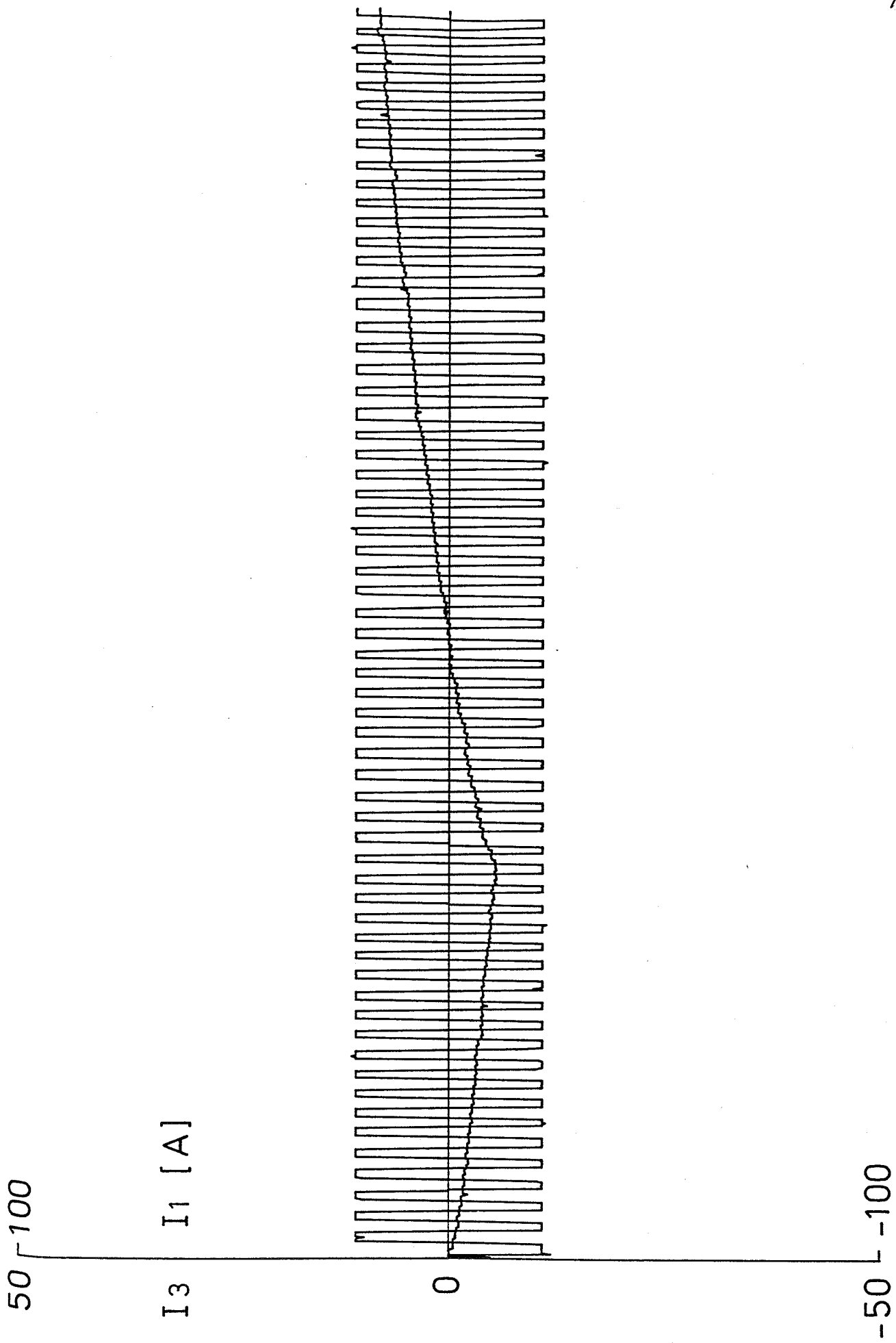


Fig. 6-16

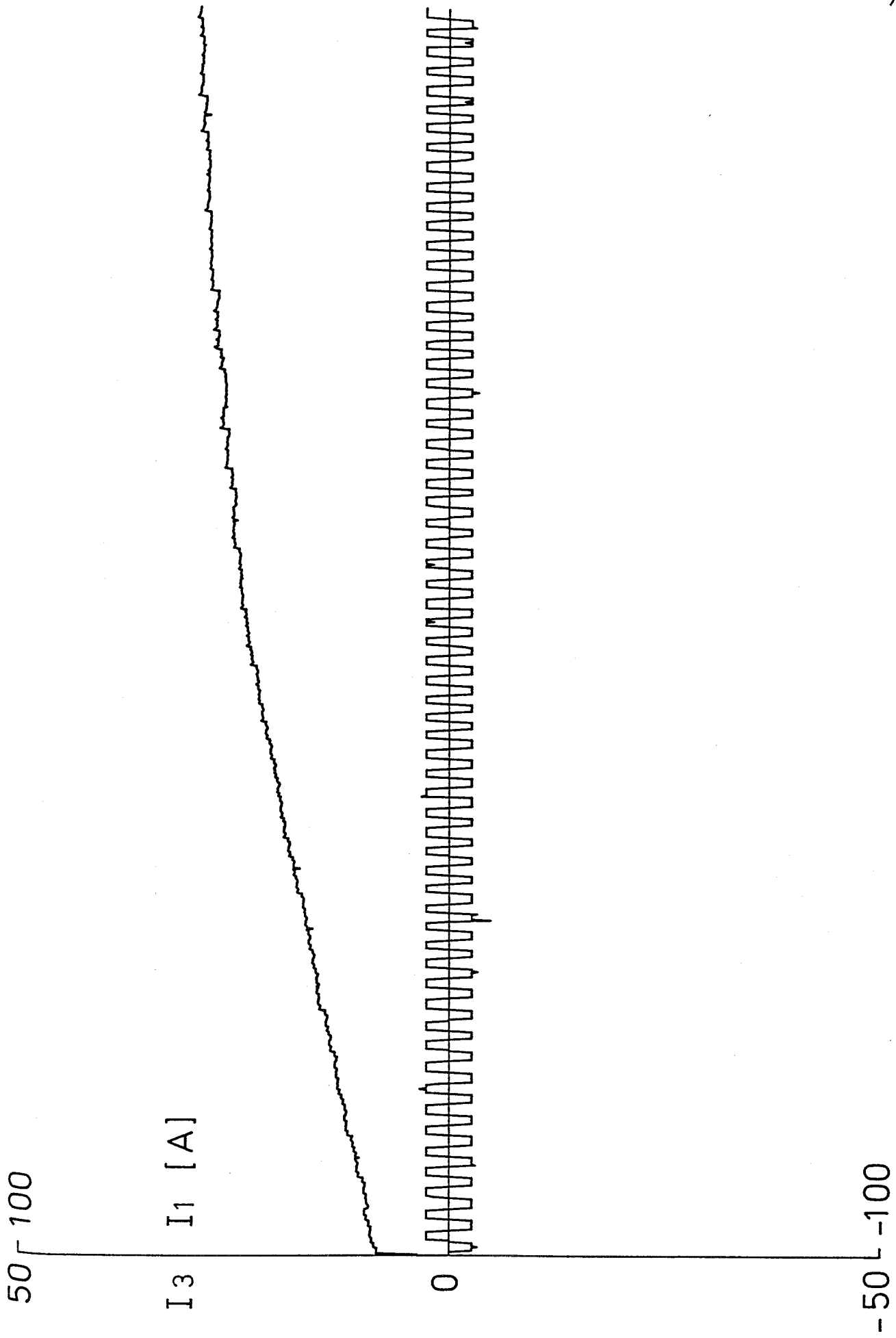


Fig. 6-17

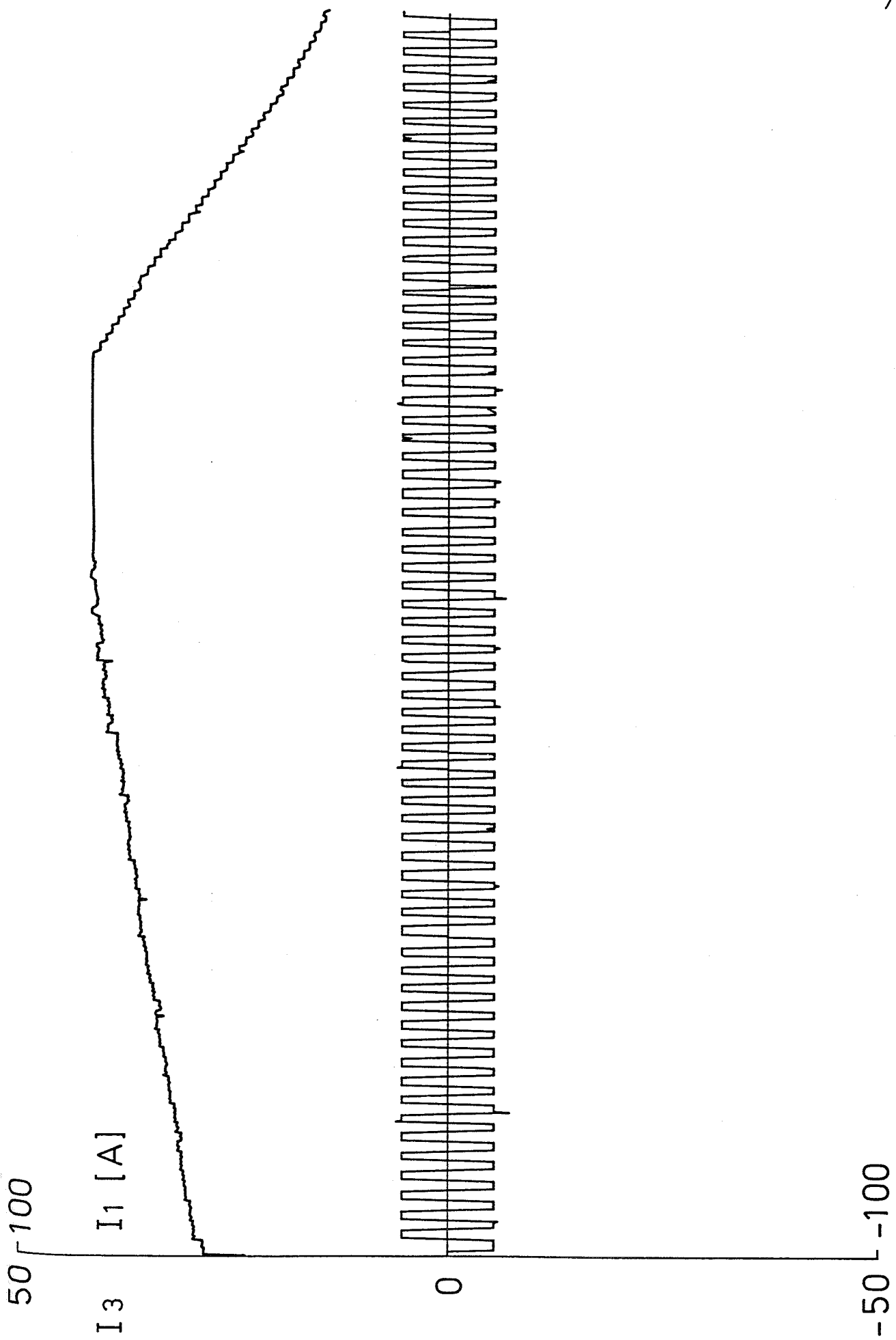
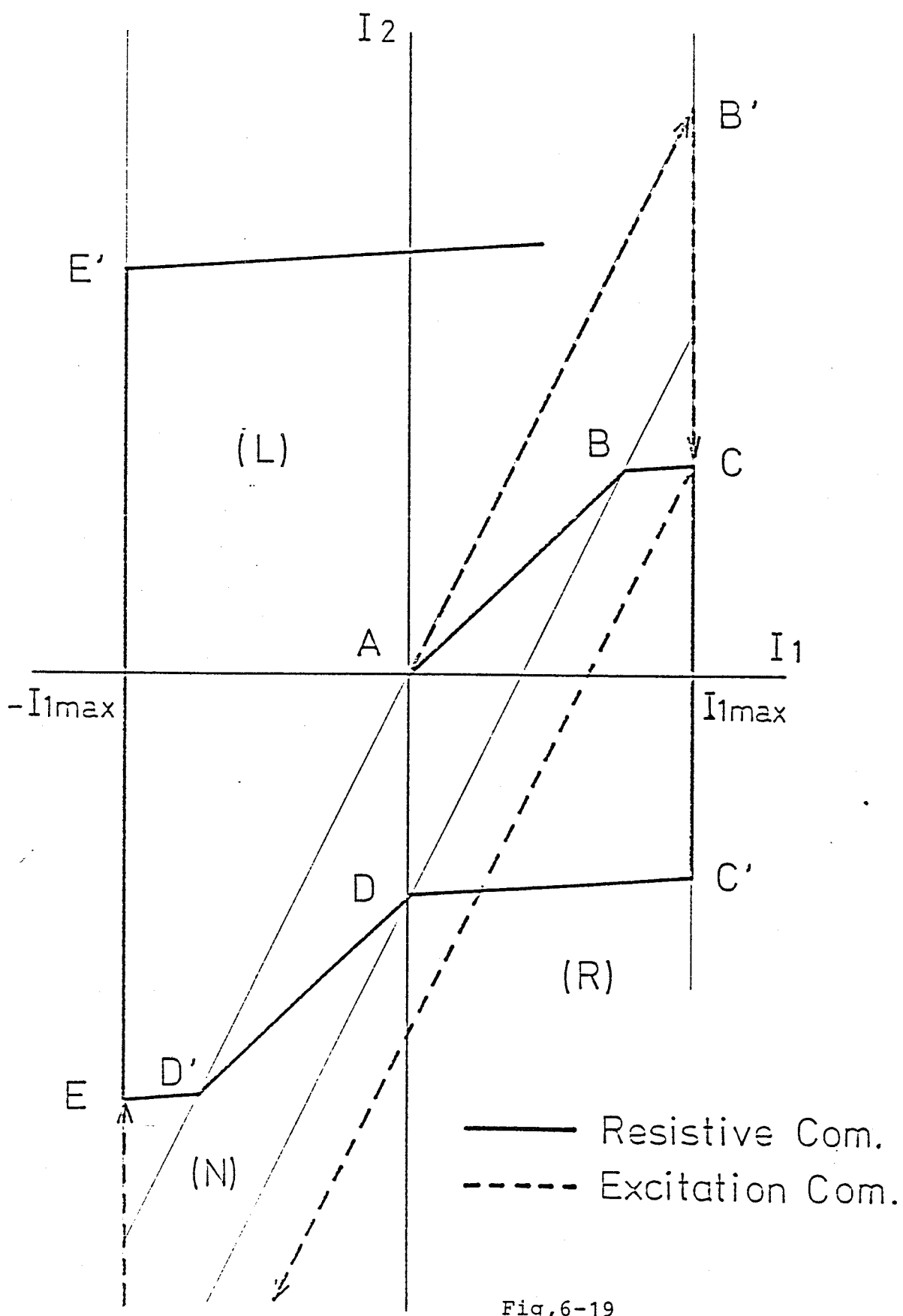


Fig. 6-18



Fig,6-19

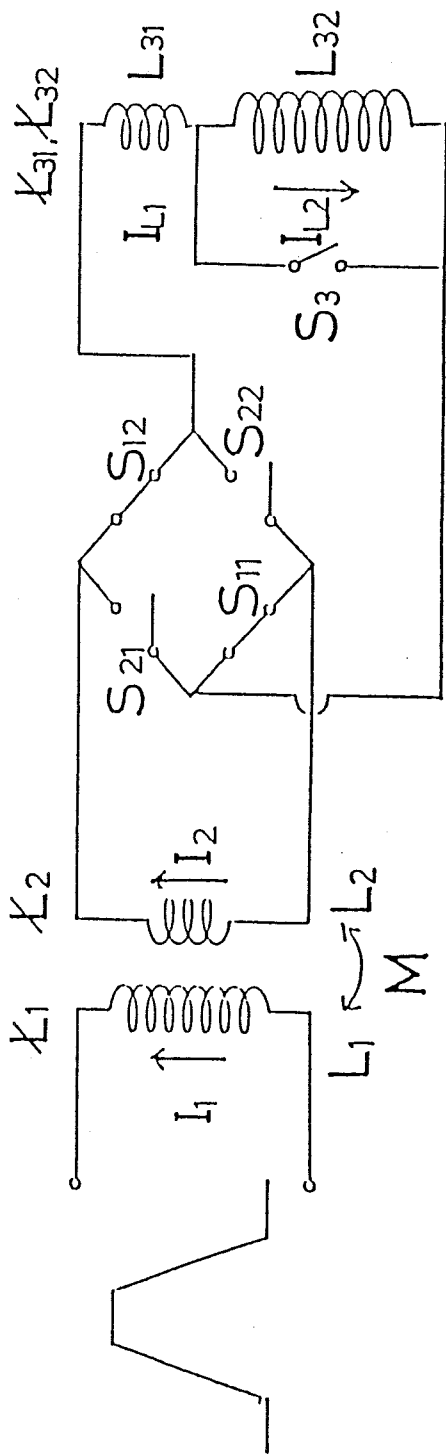


Fig. 6-20

SUPERCONDUCTING TRANSFORMER

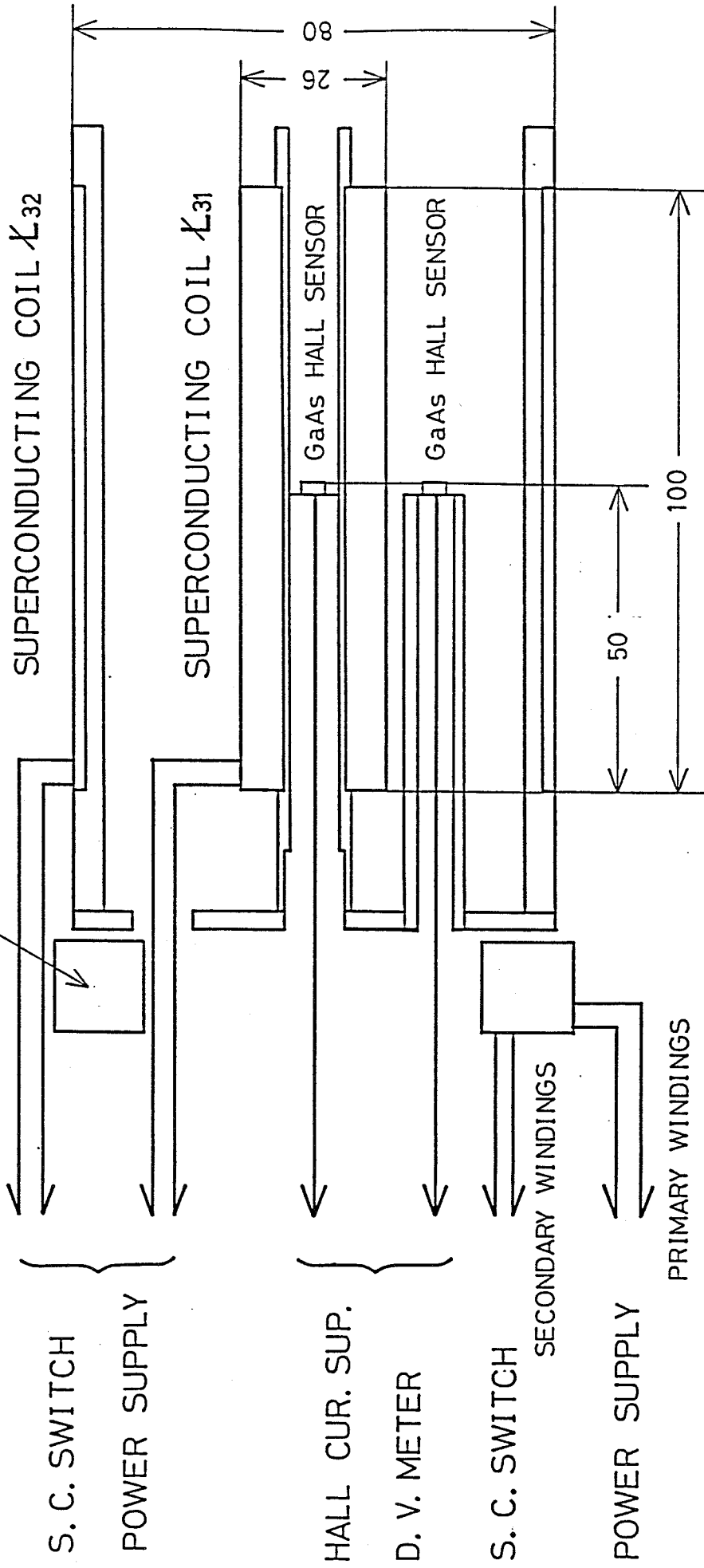


Fig. 6-21

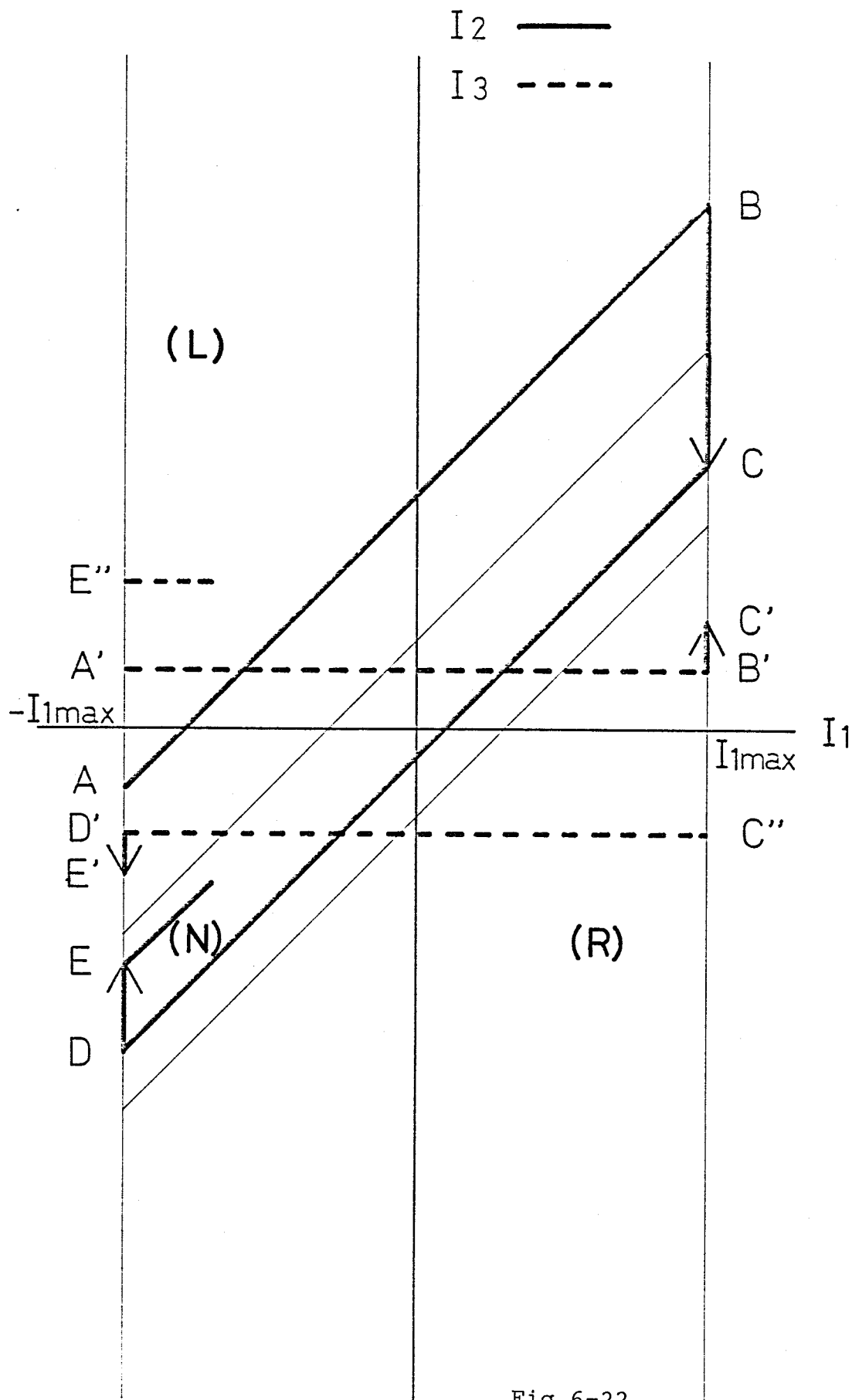


Fig.6-22

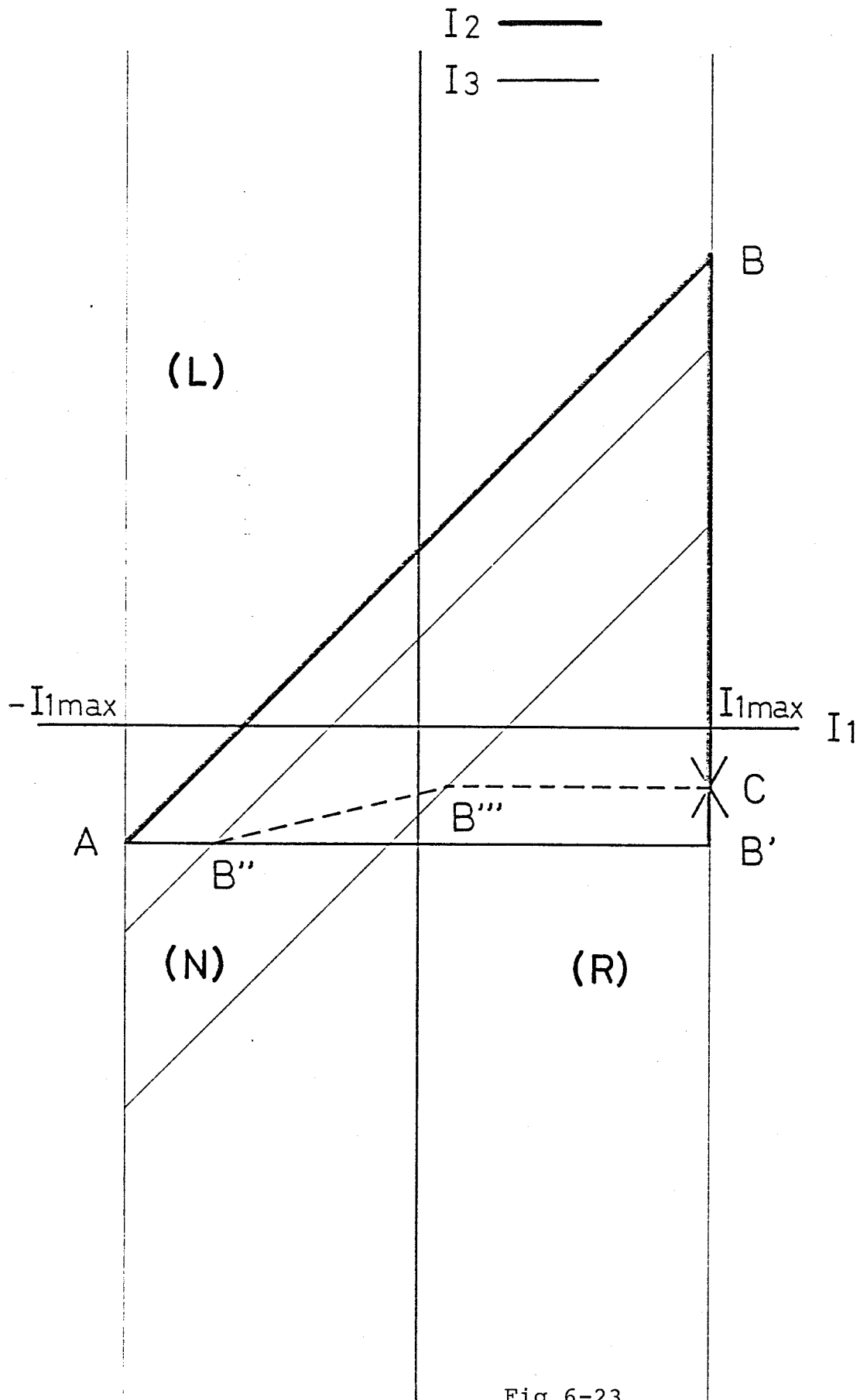


Fig.6-23

(3) 実験結果によるオルセン=デバイスに関する考察

超電導トランスAを用いたオルセン=デバイスの動作においては、励磁方式として、励磁転流方式は抵抗転流方式より全ての面で優秀であり、実験的な損失は、総合的に数分の1以下とすることが可能であった。また特別な制御も行う必要は存在しない。

特に損失について述べれば、抵抗転流方式においては、転流損失及び励磁損失は、(4-9, 114)式により概算しても、 100mJ 以下であるにもかかわらず、サーマル=スイッチは常に1組は常電導としておかねばならないため、最低でも $1\text{W} \sim 2\text{W}$ の発熱が存在していた。これに対し、励磁転流方式では、励磁損失は、(4-93)式より、最大1次電流値 $I_{\text{max}} = 30\text{A}$ に対して、 1J 程度存在するが、サーマル=スイッチ制御電力は、 $1/10$ 以下とすることが可能であった。

超電導トランスBを用いた実験においては、非飽和状態でのトランス2次インダクタンス L_{2N} よりも大きなインダクタンスをもつ負荷インダクタンス L_3 に対しても、励磁回数 n を大きくすることで励磁が可能であることを示したが、磁束の漏れ、サイクル時間の適正化に対する問題が明らかとなった。

今日、電流値のモニター及び磁心状態のモニターは比較的容易に可能であるので、超電導トランスのインダクタンス L_{1N} , L_{2N} に比べ大きな負荷インダクタンスをもつコイルの励磁を行う場合、励磁転流方式においても、1次電流 I_1 の制御等により、励磁動作における損失を減少させることが必要である。

次に、“オルセン=デバイスとして、非飽和型と可飽和型のいずれを選ぶべきか” また“励磁方式として、どの方式を選ぶべきか” を考える場合の指標を示しておく。

オルセン = デバイスとしての性能を考える場合、問題としなければならないパラメータは以下に示す2種類である。

1). 1回の励磁動作による負荷電流の増大値

励磁負荷電流値幅 : $I_{3ex}(n)$

2). 負荷電流の最大値

最大励磁負荷電流値 : I_{3max}

2つのパラメータの値を決定し、目的値を効率的に達するようにオルセン = デバイスは設計されなければならない。高速な励磁が要求される場合は、 I_{3max} に対し $I_{3ex}(n)$ は大きめの値とすることが必要であり、更に目的によっては、目的とする負荷電流値よりはるかに大きな I_{3max} を決定しなければならない。小型化が要求される場合には、励磁速度も犠牲にし、 $I_{3ex}(n)$ を小さな値としなければならない。

励磁方式においては、抵抗転流方式、誘導転流方式、そして本論文で述べた励磁転流方式が考えられるが、損失面で不利な抵抗転流方式は、その損失が問題とならない場合にのみ考慮されるべきであり、今日的には、まず誘導転流方式で設計を行い、オルセン = デバイスの各パラメータが決定された後に、励磁方式を決定すべきである。

まず、非飽和型とするか可飽和型とするか決定しなければならない。

励磁幅 I_{3ex} は、非飽和型及び可飽和型オルセン = デバイスにおいて、それぞれ次のように与えられる。

$$\text{非飽和型} : I_{3ex}(n) = \alpha^{n-1} \frac{n_2}{k+1} \cdot 2 I_{1max} \quad (6-17)$$

$$\text{可飽和型} : I_{3ex}'(n) = \frac{1}{n_2' k_N} 2 H_s + \alpha_s^{n-1} \frac{2 n_2'}{k_s' + 1} \left\{ I_{1max} - \frac{n-1}{n_1'} H_s \right\} \quad (6-18)$$

(')は可飽和型を示す

I_{1max} は、電源装置により決定され、共通であり、 I_{3max} も同じ値を目的とする時、超電導トランスの巻線比 n_2 は、一意的に I_{3max} / I_{1max} と決定される。ここで、可飽和型トランス磁心として高い透磁率をもつものを用いれば、(6-18)式は (6-19)式と近似される。

$$I_{3ex}'(n) \doteq \frac{1}{n_2' k_N} 2 \cdot H_s = \frac{\mu_r}{n_2' k_s'} 2 H_s \quad (6-19)$$

そして、非飽和型との比較において、(6-19)式が満たされるならば、明らかに、可飽和型が有利であり、小型化とあわせて、励磁回数を減ずることができる。尚、可飽和型、非飽和型ともに、トランスにおける漏れ磁束が存在し、非飽和型においては、励磁率 50% 以上の励磁は能率が悪くなるので、目的負荷電流値に対して十分な I_{3max} を設定しておくなければならない。

$$\frac{\mu_r H_s}{n_2' k_s'} \geq \frac{n_2}{k+1} I_{1max} \quad (6-20)$$

(6-20)式に対し、(6-21)式が成立する場合、可飽和型の採用により小型化は可能であっても、励磁回数における有理性は乏しくなる。特に、励磁率 p において、(6-22)式が成立する場合、励磁回数においては、非飽和型が有利である。

$$\frac{\mu_r H_s}{n_2' k_s'} < \frac{n_2}{k+1} I_{1max} \quad (6-21)$$

$$n \ll \frac{p n_2 I_{1max}}{\mu_r H_s} \cdot (n_2' k_s') \quad (6-22)$$

非飽和型としてオルセン = デバイスを設計する場合、(6-22)式は最も注意すべき条件を与えている。

逆に可飽和型としてオルセン = デバイスを設計する場合、(6-22)式を満

たすことの無いよう注意しなければならない。(6-20)式を満たした設計が為されなければならない。

(6-20)式を次のように書き換えておく。

(6-23)

$$\frac{\mu_0 \mu_r H_s N_2' S'}{L_3} \geq \frac{M}{L_3 + L_2} I_{\max}$$

N_2' : 可飽和型トランス二次巻数

S' : トランス磁心断面積

(6-19~23)式を考慮して、次節において、オルセン=デバイスの合理的な設計に移る。

尚、転流方式の決定は、第4章(4-92~114)式より、それぞれの設計に合わせて、各方式における損失を評価することにより、可能である。

(4) オルセン = デバイスの合理的な設計

オルセン = デバイスの合理的な設計を行う場合、非飽和型と可飽和型のいずれの型式を採用するに於いても、次の1点に対する考慮が現実的に最も重要である。

“負荷コイル L_3 の大きさと、目的とする負荷電流値に対し、適当な、1次電流と負荷電流の比を決定する。”

本節ではまず、第3章第4節で設計した非飽和型オルセン = デバイスと同程度の能力をもつ可飽和型オルセン = デバイスを設計する。目的とする負荷インダクタンス L_3 と、負荷電流値 $I_3(N_{max})$ 、と最大励磁回数 N_{max} は、以下のとおりであった。

$$\text{条件パラメータ値: } L_3 = 2H$$

$$I_3(N_{max}) = 1000A$$

$$N_{max} = 1000\text{回}$$

この条件パラメータ値に対し、非飽和型オルセン = デバイスの設計においては、以下のパラメータ値をもつ非飽和型超電導トランスが設計された。

$$\text{トランス1次インダクタンス } L_1 = 100mH$$

$$\text{トランス2次インダクタンス } L_2 = 1mH$$

$$\text{最大1次電流値 } I_{1max} = 160A$$

以上の値は設計条件式(3-4f)式より決定されている。

$$L_1 \cdot I_{1max}^2 = \frac{L_2 \cdot I_3^2(N_{max})}{p} \quad (3-4f)$$

可飽和型オルセン = デバイスの設計においては、毎回の負荷電流値の増分(励磁幅) ΔI_3 がほぼ一定であるので、 $I_3(N_{max})$ と N_{max} の値より、 I_{3ex} は、

(6-24)式で与えられる。

$$I_{3ex} = \frac{I_3 (n_{max})}{n_{max}} \quad (6-24)$$

条件パラメータ値に対し $I_{3ex} = 1 A$ である。

(6-18, 22)式より, (6-24)式を得る。

$$I_{3ex} = \frac{2 \mu H_s N_2 S}{L_3} \quad (6-25)$$

条件パラメータ値に対し, 次の設計条件を得る。

$$\mu H_s N_2 S = 1 \quad (6-26)$$

ここで, 磁心材として本研究に用いた東芝(株) RNE と同程度の材料を仮定すれば, $\mu H_s = 1.6$ であり, 2次巻線数 N_2 と磁心断面積 S の関係は (6-27)式で与えられる。

$$N_2 S = 0.63 \quad (6-27)$$

磁心として, $5 \times 5 (cm^2)$ の断面積をもつものを考えれば, $N_2 = 250 \text{ turns}$ と決定される。更に磁心の外径を $20 cm$ とすれば, 以下の決定パラメータを得る。(トロイダル型トランスとして)

トランス1次インダクタンス $L_{1H} = 730 H$

トランス2次インダクタンス $L_{2H} = 73 H$

トランス1次巻線数 $N_1 = 2500 \text{ turns}$

トランス2次巻線数 $N_2 = 250 \text{ turns}$

最大1次電流値 $I_{max} = 100 A$

非飽和1次電流領域幅 $I_{ex} = 2 I_N = 0.13 A$

先の非飽和型として設計された超電導トランスを空気で実現した場合の大きさ及びトランス1次及び2次巻線数(N_1, N_2)は, 以下のとおりである。

現実的な値を採用した設計例として、

$$\text{トランス1次巻線数 } N_1 = 5000 \text{ turns } (100 \text{ mH})$$

$$\text{トランス2次巻線数 } N_2 = 500 \text{ turns } (1 \text{ mH})$$

$$\text{巻線の断面積 } S = 50 \text{ cm}^2 (4^2 \pi)$$

$$\text{トランスの外径 } R = 28 \text{ cm}$$

尚上記トランスは、可飽和型の場合と同様にトロイダル型を考えている。

以上の非飽和型と可飽和型の超電導トランスを比較すれば、可飽和型では、非飽和型に対し、大きさで65%、巻線数で50%、電源容量で35%の小型化が為されることがわかる。しかしながら、可飽和型トランスを用いる場合、磁心による、結果的な重量の増大とヒステリシス損失の発生に伴う問題を考慮しなければならぬ。

損失の発生については、非飽和型及び可飽和型オルセン = デバイスにおいて、(6-27, 28)式により与えられ比較される。(3-54), (4-93)式等より、

$$\text{非飽和型} : E_{\text{loss}} = K \cdot L \cdot I_{\text{max}}^2 \quad (6-28)$$

$$\text{可飽和型} : E'_{\text{loss}} = K' \cdot L_{2N} \cdot I_{IV}^2 \quad (6-29)$$

K 及び K' は、負荷電流 I_3 の増大する様式に対する関数であり、ここでは、双方の超電導トランスが同一の条件パラメータにより設計されているため、近似的に等しく、可飽和型の方が非飽和型に比べ50%程度損失についても有利であることがわかる。ここでの損失の評価は、1次電流 I_1 を制御し、損失を最小化した励磁転流方式における計算式により行う。励磁転流方式において、損失を最小化した場合の動作点 $P(I_1, I_2)$ の移動の様子は、(Fig. 6-24)に示すとおりである。損失は、(6-30)式で与えられる。

$$E_{\text{loss}} = \frac{2(L_3 + L_{2N}) \cdot H_s^2}{L_3 \cdot n_2^2} \quad (6-30)$$

尚、損失を最小化した励磁転流方式は、ヒステリシス損失を最小化した1次電流制御を伴う誘導転流方式において、励磁動作としての1次電流の増大に要する時間を零とした場合と同等であり、励磁動作における損失を見積る場合に適当な方式である。

本節で設計した可飽和型オルセン = デバイスの場合 (6-30)式により与えられる損失は、約0.2Jである。この場合の励磁動作における緩和時間は、超電導スイッチの常電導抵抗値を1Ωとして、1.6秒であり、98%の励磁完了までに約6秒を要す。スイッチの常電導抵抗値が0.1Ωであれば、1回の励磁動作に約1分が必要となり、最大励磁負荷電流値7000Aに達するのは励磁開始後約17時間である。今日、超電導スイッチとして、常電導抵抗値の高い(数Ω以上)ものも存在するが、動作時間は数十秒以上(遮断と回復)であり、またヒータ電力も数W(2~)と大きく、本節で問題としている程度のオルセン = デバイスには適さない。

このオルセン = デバイスを励磁転流方式により励磁運転を行った場合の損失は、第1回目の励磁動作においては、2kJ以上に達するが、この励磁損失は励磁回数に従って単調に減少するため、平均的には1回当たり1kJ程度となる。

励磁損失においては、誘導転流方式または、損失最小化を計った励磁転流方式に遠く及ばないが、励磁動作に要する時間は、常電導抵抗値0.1Ωの超電導スイッチを用いた場合において、第1回目の励磁動作では20msec、第900回目においても200msec以下と短く、高速な励磁が可能である。

以上より、励磁回数が数百回以上と多り場合、または、励磁転流方式によっては、初期的な励磁損失が大きすぎる場合は、可飽和型オルセン = デバイスにおいて、目的とする最終的な負荷電流値に対し、各励磁回数に対する負荷電流値とその負荷電流値を与える1次電流値をあらかじめ計算しておき、励磁回数に対して、いくらか先行した1次電流値を与え、その状態において励磁転流を行うことが可能である。励磁回数 n に対し、先行回数 f を与え、負荷電流 I_L 、1次電流 I_1 等を計算すれば、以下に示すとおりである。(f: 先行定数)

まず、損失を最小化した励磁転流方式における、励磁回数 n と 1 次電流値 $I_1(n)$ の値も (6-31) 式で与える。尚、初期状態において、磁心は消磁されているものとする。

励磁の行なわれる方向を 1 次電流の正方向として、

$$I_1(n) = \frac{2 H_s}{n_1 k_N} (k_N + n) \quad (6-31)$$

故に先行定数 f を与えれば (6-31) 式となる。

$$I_1'(n) = \frac{2 H_s}{n_1 k_N} (k_N + n + f) \quad (6-32)$$

$$I_3(n) = \frac{2 H_s}{n_2 k_N} \cdot n \quad (6-33)$$

励磁損失 $E'_{loss}(f)$ を (6-33) 式として与える。

$$E'_{loss}(f) = \left\{ 2 + \frac{2f+1}{k_N} \right\} \frac{2 L_{2N} \cdot H_s^2}{n_2^2} \quad (6-34)$$

励磁動作における負荷電流 I_3 の時間的变化は (6-35) 式により、励磁に要する時間 T_{ex} は (6-36) 式で与えられる。

$$I_{3ex}(f, t) = (k_N + f + 1) \left(1 - e^{-\frac{R}{L_{2N/3}} \cdot t} \right) \frac{2 H_s}{n_2 k_N (k_N + 1)} \quad (6-35)$$

$$T_{ex}(f) = \frac{L_{2N/3}}{R} \ln \left(1 + \frac{k_N + 1}{f} \right) \quad (6-36)$$

励磁転流方式において、先行定数 f を与え 1 次電流値 $I_1(n)$ を制御した場合の動作は、以上で全て記述されている。

本節で設計したオルセン = デバイスにおいては、誘導転流方式における毎回の励磁動作中に発生する損失が、サーマル = スイッチのヒータ損失も含め、50J程度と推定されるため、(6-34)式で与えられる損失が50J以下でなければ、励磁転流方式のメリットは存在しない。(6-37)式より、先行定数 f を求める。

$$E'_{loss}(f) \leq W_H \times T_H + E_{loss} \quad (6-37)$$

W_H : ヒータ電力 (W)

T_H : ヒータ作動時間 (秒)

(6-37)式右辺を50Jとして $f \leq 21$ である。

$f = 20$ とした場合の損失及び、励磁所要時間は以下のとおりである。

尚、超電導スイッチの常電導抵抗値は 1Ω としている。

$$f = 20, \quad E'_{loss}(20) = 43J$$

$$T'_{ex}(20) \leq 0.1 \text{ 秒}$$

この場合、ヒータの消費電力も含め、1回の励磁動作において発生する損失は、約55Jと計算される。励磁に要する時間は、誘導転流方式の場合の $\frac{1}{60}$ 以下であり、励磁速度は、サーマル = スイッチの応答時間により制限される。

以上の手順に従い、負荷に対する適切なオルセン = デバイスを設計し、損失の評価を為すことにより、最適な励磁方式を求めることが可能である。

以下に、更に1例、同一の条件パラメータに対し、より小型の可飽和型オルセン = デバイスの設計結果を示しておく。尚、トランスはトコイダル型であり、磁心材料も同一のものを用いるものとする。

トランス断面積	$S = 13 \text{ cm}^2$ (3.6 × 3.6)
トランス外径	$R = 15 \text{ cm}$
トランス1次巻線数	$N_1 = 5000 \text{ turns}$
トランス2次巻線数	$N_2 = 500 \text{ turns}$ (21H)
最大1次電流値	$I_{\text{max}} = 100 \text{ A}$
非飽和1次電流領域幅	$I_{\text{ex}} = 0.11 \text{ A}$

超電導スイッチの抵抗値を 1Ω とし、励磁転流方式により運転する場合、 f , E'_{loss} , T'_{ex} の値は次のとおりである。

$$f \leq 28$$

$$E'_{\text{loss}}(25) = 57 \text{ J}$$

$$T'_{\text{ex}}(25) = 80 \text{ m秒}$$

この設計の場合、2次巻線として 1000 A で 2 T の磁場に耐える線材を用いる必要があり、この様な線材を外径 15 cm 程度の磁心に 500 回巻付けることは現状では、かなり難しいと思われる。

以上、可飽和型オルセン = デバイスの設計例を2例示したが、動作させるためには、応答性の良い定電流的な電源が必要である。

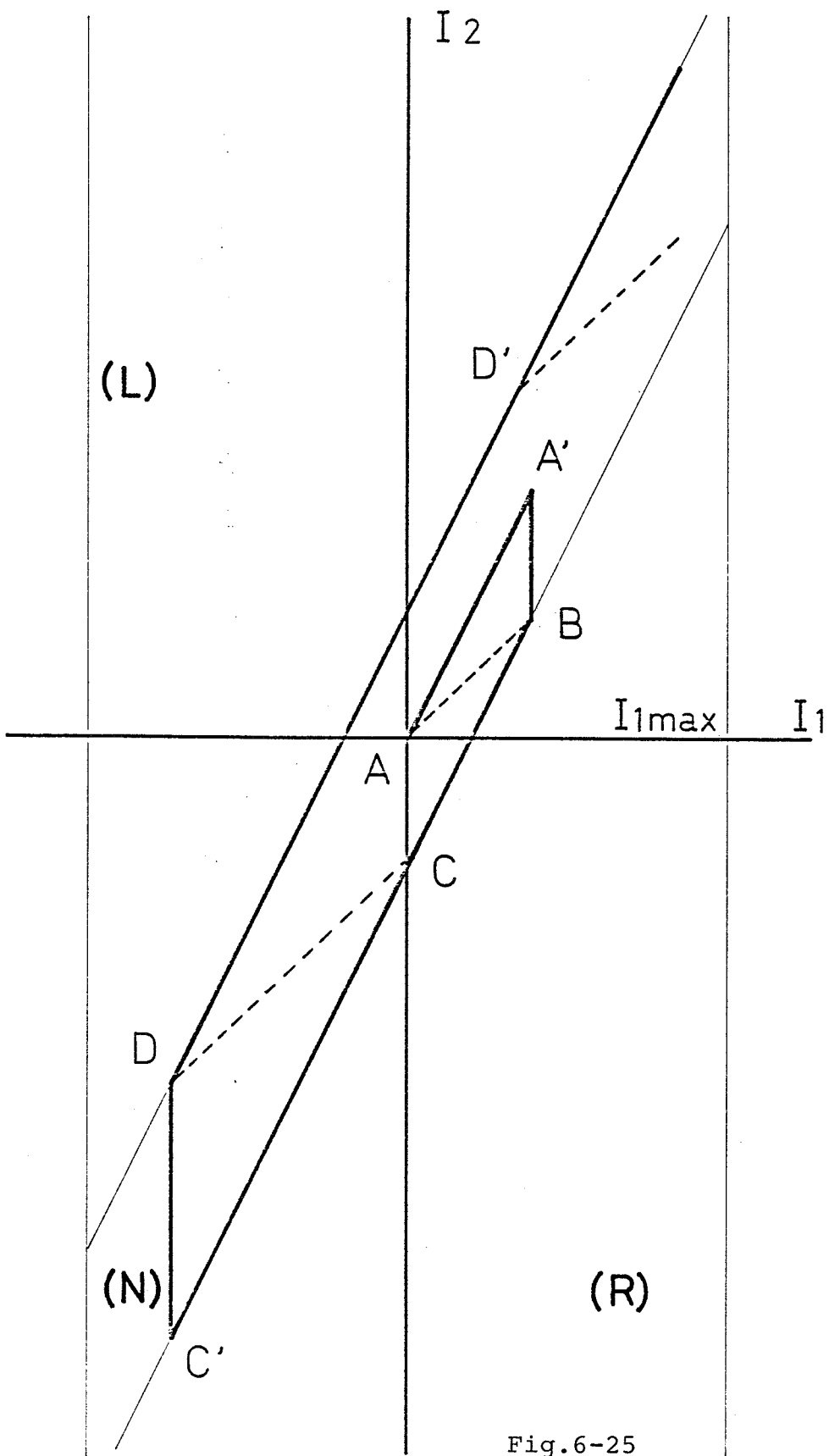


Fig.6-25

(5) まとめ

実験結果は計算による予測とよく一致している。

実際の実験においては、可飽和型超電導トランスの磁心を毎回消磁しなかつたため、励磁回数 n と負荷電流値 I_2 は、次式で与えられている。

$$I_2(n) = \frac{n}{n_2 k_N} \cdot 2H_s$$

また、トランス二次側回路における浮遊インダクタンス等に対して、補正インダクタンス L_c は $10\mu H$ 程度を考えることが必要であった。

実験結果は、負荷電流値の増大とともに、計算による予測値から僅かにはなれていく傾向を示しているが、この傾向は、漏れ磁束等の存在及び、超電導トランスと負荷コイルの相対的な大きさ等が最適化されていることによる。

実験において、励磁転流方式により運転を行った場合は、抵抗転流方式による場合に比べ、液体ヘリウム消費は1桁以上少なくなり、また、励磁に要する時間も1桁小さいものとなった。

最後に、オルセン = デバイスの実用的最適設計例を示し、超電導トランスを可飽和型とすることで非飽和型のものに比べ体積において1桁小さくすることが可能であり、また、1次電流を最適制御する励磁転流方式により、損失を少く高速な励磁運転が可能であることを示した。

第7章 2つの超電導コイル間における 励磁電流の転流に関する実験

第6章までにおいて、超電導コイルを効率的に励磁するための、オルセン・デバイス型フラックスポンプに関する実験研究について述べたが、本章及び第8章では、励磁電流を貯えた超電導コイルにより発生している磁場を急速に変化させる実験研究について述べる。

(1) 目的と背景

一般的に、超電導コイルに貯えられた電力は、そのコイルの自己インダクタンスにより、パルス的に取り出す目的には適していない。また、同様の理由により、超電導コイル自体により発生される磁場も急激に変化させることは困難である。そのため従来より、パルス的な電力の取り出し等の目的には、主に自己インダクタンスの小さなコンデンサーが用いられてきた。しかしながら、パルス的な磁場の発生等、急速急激な磁場の変化が要求される場合、常に問題となるのは、磁場発生用コイルの自己インダクタンスと、このコイルに印加される電圧の関係であり、また電圧の印加時間である。負荷コイルの自己インダクタンスを小さくし、高い電圧を印加して大きな負荷電流を急激に与え、パルス的な磁場の変化を得ることは、一般的な方法ではあるが、電源装置としてコンデンサー・バンクを用いる場合、単位体積当りのコンデンサーの電力蓄積効率、現在の超電導コイルに比較し、1桁以上劣っており、特に自己インダクタンスを持たないよう設計されたコンデンサーでは数桁劣っているため、経済的、空間的な制限が存在し、今日のレベルを大幅に改善することはかなりの困難を伴うと思われる。またこの方法では、磁場をステップ状に変

化させることは不可能である。以上の理由から、本論文で提案する磁場の制御の方法では、コンデンサーは用いず、2箇1組の磁気的に結合させた超電導コイルを用いて、目的の達成を計っている。

フラックスポンプの負荷として用いられる超電導コイルは、一般的に、永久電流モードを為すための超電導スイッチを伴っている。そのため、急速な励磁を目的として高い電圧を印加しても、第3章及び第4章において励磁損失の発生で考察したように、大くの電流は漏れ電流として超電導スイッチの超電導抵抗により消費されてしまい、熱損失となり、いたずらに寒剤を消費する結果となってしまう。そこで現在では、高速励磁が要求される超電導コイルには永久電流モードとするための超電導スイッチを伴わせていない。このような高速励磁用超電導コイルは1kV程度の電圧が印加されて用いられている。

これらの超電導コイルでは、高電圧を印加することにより、急激に磁場を立ち上げることは可能であるが、超電導コイルによる磁場の定常状態は、電源装置の定電流モードによって与えられるためステップ状に磁場の変化を得ることは難しい。ステップ状の磁場の変化が必要とされる場合には、磁場の立ち上げ時には、コイルに高電圧を印加し、そして、磁場が目的の強度に達した時に、電源装置の動作モードも定電流モードに切り換える操作を行わなければならない。高電圧定電圧モードから大電流定電流モードへの交換制御は、負荷電流に、オーバーシュート等の現象が起こらないような、適切で高速な制御が要求されるが、この制御は以下の理由により極めて難しい。電源装置は、磁場の立ち上げ時には、負荷コイルの自己インダクタンスのため、数百ボルト以上の電圧で出力しているが、定常的動作状態では、超電導コイルが電圧降下を伴わないため、パワーリードによる電圧降下分のみの出力電圧で定電流的に動作しなければならない。パワーリードによる電圧降下は通常数ボルト程度であるため、電源装置はモード交換時には瞬時に数百ボルト以上の電圧を吸収しなければならない。また、物性実験等に用いられる磁場は、電源装置の動作ノイズ等の影響を避けることが重要となり、電源装置は静かな制御を要求され、

困難さの度合いは更に深まる。

ここで述べる、2つの超電導コイルを用いる方式は、スラップ状の磁場の変化を得る場合に有効な方式であり、2つのコイル間での励磁電流の転流結合により目的を達成している。そのためノイズ等の発生は考えられず、また、磁場の変化においても、原理的にオーバーシュート等の現象は発生しにくい。特に浮遊容量の存在がなければ、非安定性による現象は起こらず、実験においても観測されていらい。これらの理由により、静かで安定した磁場が要求される物性的な実験等に用いるには、極めて好都合な磁場操作方式であると考えられる。

以下、スラップ状の磁場変化を得る目的で行った実験について原理及び実験方法等を述べる。

(2) 基本原理

まず、一般的な永久電流モードを有する超電導コイルを定電流的に励磁した場合において、負荷電流 I_L の変化の様子を考える。(Fig. 7-1)

(Fig. 7-1) において、 R は超電導スイッチの常電導抵抗であり、抵抗値 R をもつものとし、また負荷コイル上には自己インダクタンス L_0 をもつものとする。

電源装置から、(7-1)式により時間的に増大する電流 I が与えられるものとするれば、常電導抵抗 R を流れる電流 I_L 等は (7-2.3) 式を満たす。

$$I(t) = \begin{cases} \frac{I_0}{T} t & (0 \leq t \leq T) \\ I_0 & (T \leq t) \end{cases} \quad (7-1)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_L - R I_R = 0 \quad (7-2)$$

$$I(t) = I_L + I_R \quad (7-3)$$

(7-2, 3) を解いて、以下の式を得る。

$$I_L(t) = \left\{ e^{-\frac{R}{L_0}t} + \frac{R}{L_0} \cdot t - 1 \right\} \frac{L_0 I_0}{RT} \quad (0 \leq t \leq T) \quad (7-4)$$

$$= \left\{ \frac{R}{L_0} T - e^{-\frac{R}{L_0}t} \left(e^{\frac{R}{L_0}T} - 1 \right) \right\} \frac{L_0 I_0}{RT} \quad (T \leq t) \quad (7-5)$$

$$I_R(t) = \left(1 - e^{-\frac{R}{L_0}t} \right) \frac{L_0 I_0}{RT} \quad (0 \leq t \leq T) \quad (7-6)$$

$$= \left(e^{\frac{R}{L_0}T} - 1 \right) e^{-\frac{R}{L_0}t} \cdot \frac{L_0 I_0}{RT} \quad (T \leq t) \quad (7-7)$$

負荷電流 I_R は常に、時定数 $\tau_{ex} = \frac{L_0}{R}$ に依存して変化する。

ここで、(Fig. 7-2) で示されるダイアグラムをキツ回路の場合、2つの超電導コイルを L_1 , L_2 とし、それぞれ L_1 , L_2 で与えられる自己インダクタンスをもち、相互インダクタンス M により磁氣的に結合されているとすれば、(7-1~7) 式に対し、(7-8) 式の関係を与えれば、(7-1~7) 式は、全て (Fig. 7-2) においてもそのまま成立する。

$$L_0 \stackrel{\text{def}}{=} L_1 \pm 2M + L_2 = (\sqrt{L_1} \pm \sqrt{L_2})^2 \quad (7-8)$$

複号が正の場合は、 L_1 と L_2 は順結合 (L_1 // L_2)

複号が負の場合は、 L_1 と L_2 は反結合 (L_1 // L_2)

次に、(Fig. 7-3) で示されるダイアグラムをもつ回路における負荷電流の変化を与える時定数等を求める。

負荷コイル L_1 及び L_2 に流れる負荷電流をそれぞれ I_{L1} , I_{L2} とし、常電導抵抗 R を流れる電流を I_R とする。尚、それぞれのコイルの自己インダクタンス及び相互インダクタンスは、 L_1 , L_2 , M とし、常電導抵抗値は R とする。また、負荷電流の方向は、それぞれ(Fig. 7-3)に示すとおりである。

以上より、 I_{L1} , I_{L2} , I_R の関係式は(7-9~11)式で与えられる。

$$L_1 \frac{d}{dt} I_{L1} \pm M \frac{d}{dt} I_{L2} + R I_R = 0 \quad (7-9)$$

$$\pm M \frac{d}{dt} I_{L1} + L_2 \frac{d}{dt} I_{L2} - R I_R = 0 \quad (7-10)$$

$$I_{L1} = I_{L2} + I_R \quad (7-11)$$

複号が正の場合は L_1 と L_2 は順結合 ($L_1 // L_2$)

複号が負の場合は L_1 と L_2 は反結合 ($L_1 \nabla L_2$)

(7-9~11)式より

$$\frac{d}{dt} I_{L1} = - \frac{L_2 + M}{L_1 L_2 - M^2} \cdot R \cdot I_R \quad (7-12)$$

$$\frac{d}{dt} I_{L2} = \frac{L_1 + M}{L_1 L_2 - M^2} \cdot R \cdot I_R \quad (7-13)$$

$$\frac{d}{dt} I_R = - \frac{L_1 \pm 2M + L_2}{L_1 L_2 - M^2} \cdot R \cdot I_R \quad (7-14)$$

以上を解いて、(7-15~17)式を得る。

$$I_{L1}(t) = I_{L10} - \frac{L_2 \pm M}{L_1 \pm 2M + L_2} \cdot I_{R0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{com}}}) \quad (7-15)$$

$$I_{L2}(t) = I_{L20} + \frac{L_1 \pm M}{L_1 \pm 2M + L_2} \cdot I_{R0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{com}}}) \quad (7-16)$$

$$I_R(t) = I_{R0} e^{-\frac{t}{\tau_{com}}} \quad (7-18)$$

$$\tau_{com} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{(L_1 \pm 2M + L_2) \cdot R} \quad (7-19)$$

以上より, (Fig. 7-3) で示されるような回路における電流変化は, (7-19) の時定数に依存し, 2つのコイルと, と L_2 が磁氣的に強く結合している場合, 電流の変化は極めて速く起こる。もし, 2つのコイルの磁氣的結合が完全であるならば, 時定数 τ_{com} は零となるが, 実際には磁束の漏れ等により完全な結合は不可能であるため, 時定数は有限な値となっている。(7-19)式より, 2つのコイルが順方向に結合されている場合のみ, 時定数は小さくなることかわかる。(7-15~18)式における I_{L10} , I_{L20} , I_{R0} は, それぞれ初期的な電流を表わしている。

以上の結果より, (Fig. 7-4) で示される超電導回路を考え, 回路内に示される負荷電流 I_{L10} 及び I_{L20} を与える。そして, まず超電導スイッチ S_1 を超電導状態とし, 次に超電導スイッチ S_2 を常電導状態とし, 先の (Fig. 7-3) に示した回路状態を実現すれば, それぞれのコイルに流れていた負荷電流は, (7-19)式で与えられる時定数 τ_{com} に従い, (7-20)式で与えられる値に急激に変化する。(Fig. 7-5)

$$I_{L12} = \frac{(L_1 \pm M)I_{L10} + (L_2 \pm M)I_{L20}}{L_1 \pm 2M + L_2} \quad (7-20)$$

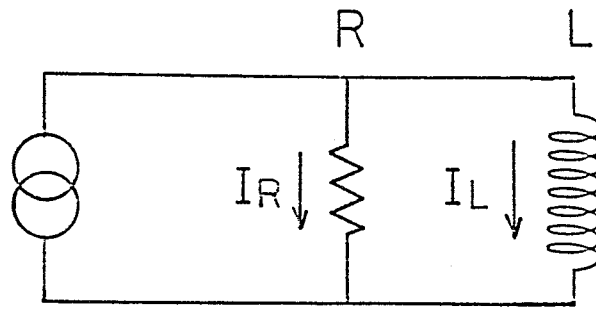


Fig.7- 1

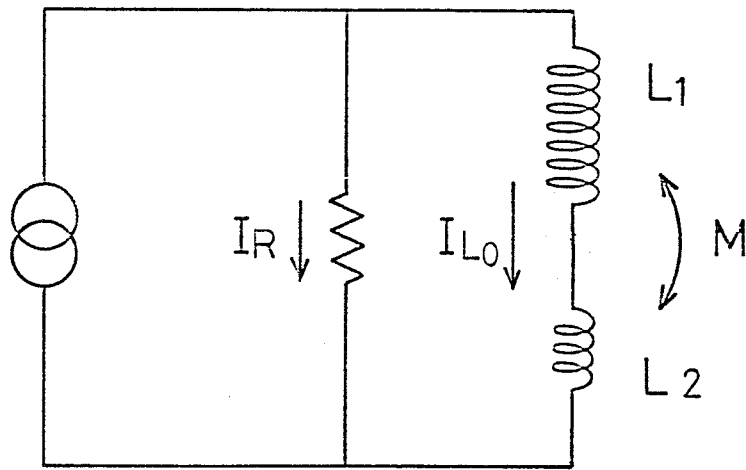


Fig.7- 2

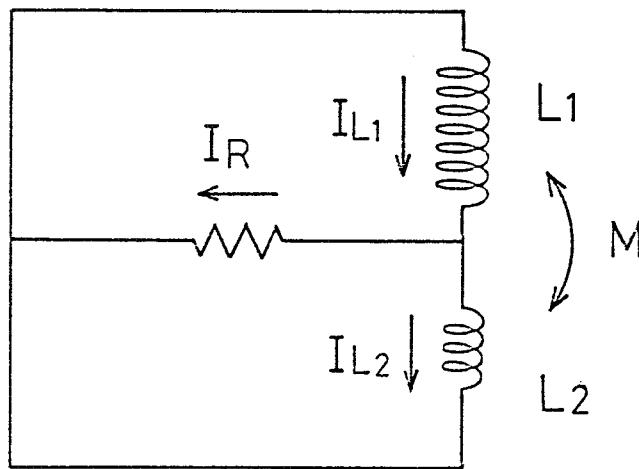


Fig.7- 3

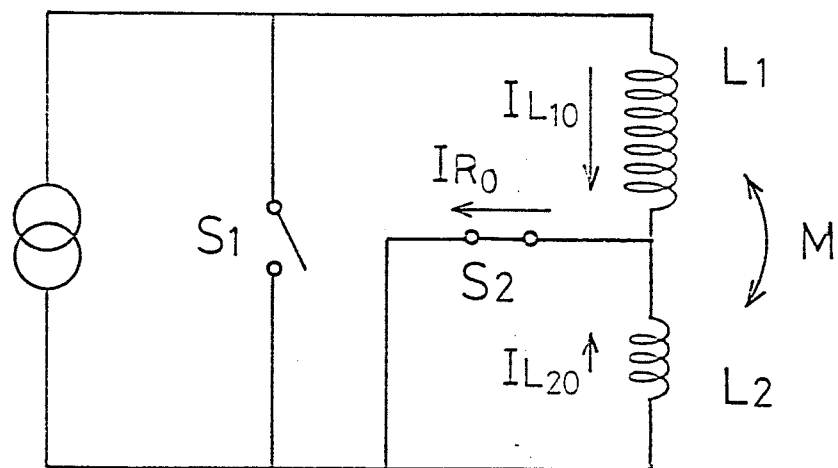


Fig.7- 4

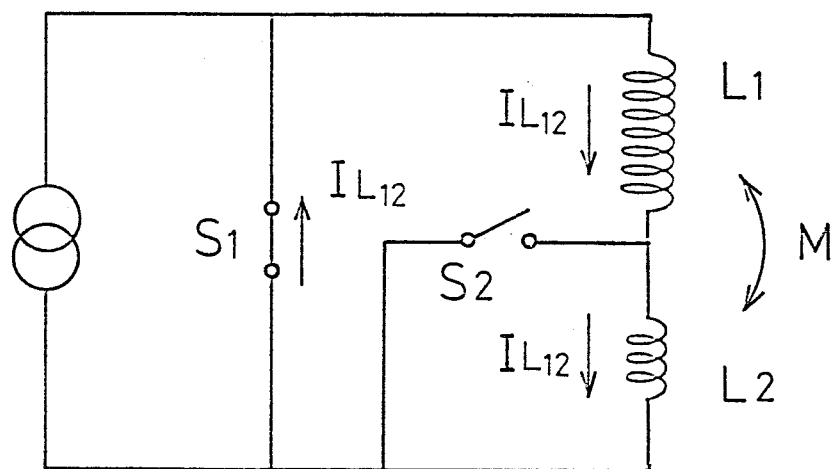


Fig.7- 5

(3) 実験装置及び実験方法

実験装置の回路ダイヤグラムは、(Fig. 7-4, 5) に示すとおりであり、フラックスポンプを用いず、直接定電流電源により励磁する方式としている。

実験装置としての2つの超電導コイルは、第6章における超電導トランスBも用いた実験で、負荷コイルとしたコイルCとコイルDである。この実験では特に2つのコイルの結合度が高いことが要求されるので、更にコイルEをコイルDの外側に装置し、コイルCの一部となるように用いている。常にコイルEの電流はコイルCと共通であり、配置状態は、(Fig. 7-6) に示すとおりである。

磁場のモニターには、オルセン = デバイスの実験の場合と同様に、ホール素子を用いており、内側のコイルCの内部及び、コイルCとコイルDの間の磁場を測定している。コイルとの位置関係は、第6章 (Fig. 6-21) の場合と全く同じである。

実験操作の手順は、以下のとおりである。

- 1) 超電導スイッチ S_2 を閉じた状態で、超電導スイッチ S_1 を開き、コイルDを励磁する。
- 2) コイルDの励磁完了後、超電導スイッチ S_1 を閉じ永久電流状態とし、電源出力電流を零とする。
- 3) 超電導スイッチ S_1 は閉じた状態を維持し、超電導スイッチ S_2 を開き、コイルCとコイルDの負荷電流を一致させる。この転流動作における時定数 τ_{com} が、(7-19)式により与えられるものであり、コイルCとコイルDの負荷電流は急激に変化する。実験装置においては、コイルCのインダクタンス L_c が、コイルDのインダクタンス L_D に比べ小さいため、コイルCの内分磁場は急激に変化し、反転する。尚、コイルDの励磁電流は毎回50Aで一一定としていた。

4) (3)による転流動作完了後、再び超電導スイッチ S_2 を閉じ、永久電流回路を為し、再び(1)の場合と同様に超電導スイッチ S_1 を開き、コイルCを前回とは逆方向に励磁する。

5) 以後同様の操作を行い、コイルCの励磁と、コイルCへの転流を繰返す。

(7-20)式により、コイルCの励磁動作時において、負荷電流 I_{L0} の制御を行うことにより、コイルCへの転流動作後のコイルCの内部の磁場を制御できると思われるが、装置的な制限により、磁場の強さ及び方向の制御に関する実験は行ってない。

コイルCとコイルDの結合方向については、順方向の場合と反方向の場合の両方の実験を行った。データのサンプリング等には、オルセン=デバイスの実験に用いた測定装置をそのまま用いており、測定結果は、コンピュータによりグラフ化している。

(4) まとめ

磁気的に結合させた2つの超電導コイルからなるデバイスを考案し、永久電流モードを有する超電導コイルから、ステップ状の磁場変化を得る手法を示した。

更に、このデバイスによれば、その動作が、永久電流モードから、別の永久電流モードへの転移によるものであるため、磁場変化に不安定な現象を伴わず、また、定常状態における磁場を極めて安定に維持することが可能である。

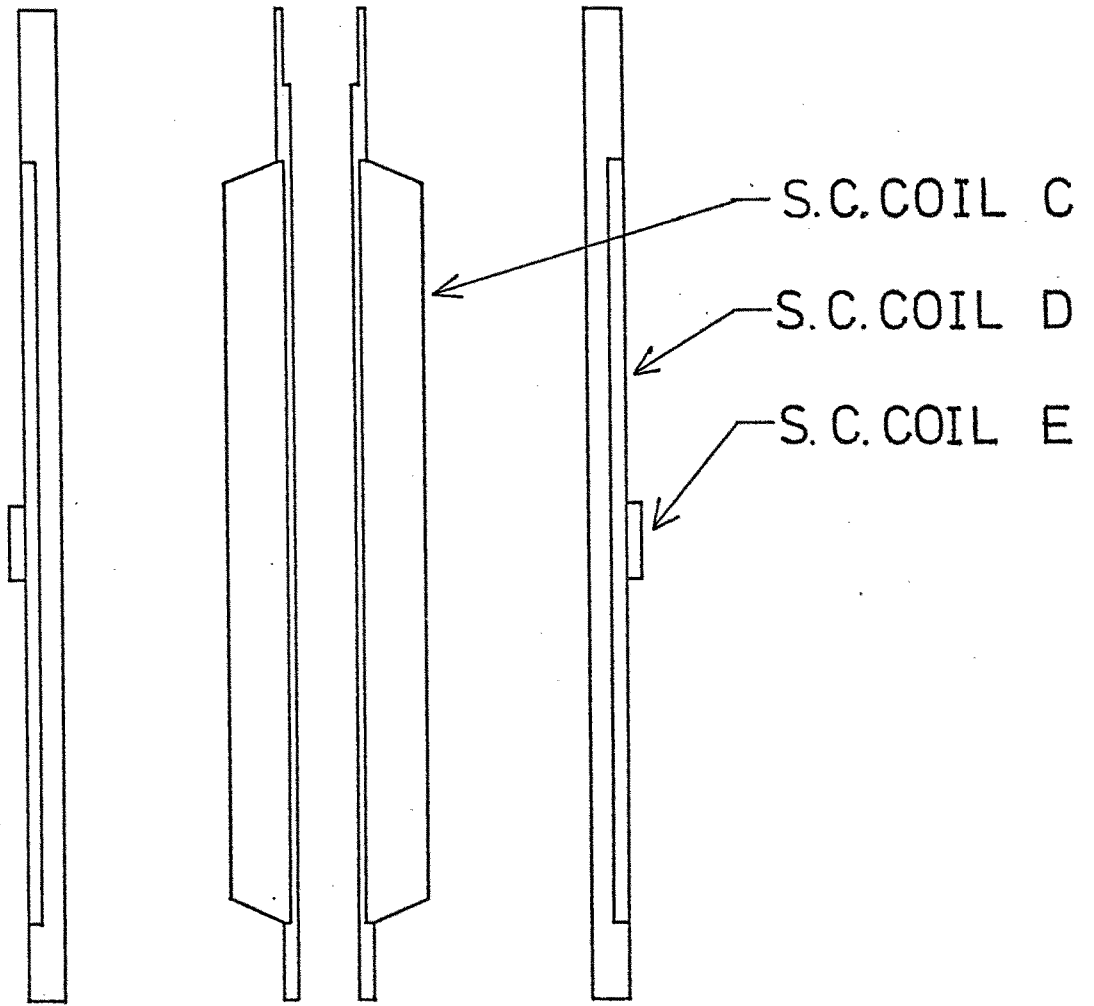


Fig.7- 6

第8章 2つの超電導コイル間における 励磁電流の転流に関する実験の結果と考察

(1) 実験結果と考察

(Fig. 8-1~5) として実験結果のグラフを示す。(Fig. 8-1~5) のグラフは、横軸に時間を取り、縦軸に電源装置の出力電流 I と、負荷コイルにより発生させた磁場の強さ(磁束密度 B) をとっている。時間軸に従って矩形的な変化を示しているグラフは、励磁電流 I の変化の様子を表わしている。所々に見られる狭いパルス状の波形は、外因により生じたものであり、実験装置の動作によるものではない。他の2つのグラフのうち、太い線で描かれた曲線は、本実験で制御することを目的とした、内側のコイルCの内部磁場の磁束密度を表わしている。また細い線で描かれた曲線は、コイルCとコイルDの間の空間の磁束密度を表わしている。

(Fig. 8-1~4) は、コイルCとコイルDを反結合させた場合の実験結果であり、(Fig. 8-5) は、コイルCとコイルDを順結合させた場合の実験結果である。以下それぞれのグラフに現われた結果と考察を述べる。

(1) (Fig. 8-1) について

0分からの磁場の変化は、通常の励磁による結果であり、コイルDのみを励磁した場合のものである。また3分からの磁場の変化も、通常の励磁により、コイルCとDを直列とし同時に励磁した場合の結果である。ともに時定数は数十秒以上と大きいことがわかる。9分すぎの磁場の変化は、抵抗転流によりコイルCとコイルDを結合した結果であり、通常の励磁の場合に比べ、極短時間で磁場が立ち上がっている様子が観測されている。

(2) (Fig. 8-2) に於いて.

0分, 6分, 及び 9分 から開始している磁場の変化は, 通常の励磁によるものであり, 1.5分, 7分, 及び 10.5分 に於いて起きている磁場の変化は, 転流動作によるものである。1.5分及び 7分 における磁場の立ち上りと, 10.5分 における磁場の立ち上がりの様子が異なるのは, 転流動作前の定常状態における負荷電流値 I_{L10} 及び I_{L20} の値の差に動作速度が依存しているためである。このことは, 超電導スイッチの常電導状態への変化が, サーマル=スイッチのヒータから供給される熱によってのみ為されてはならず, スイッチング=エレメントを流れている超電導電流に大きく依存しているためである。つまり, 超電導スイッチに大きな超電導電流が流れている場合, ヒータからの熱によりスイッチング=エレメントの一部に抵抗が発生すれば, 超電導電流によりただちに大きな発熱が起り, エレメント全体は瞬時に常電導状態となるが, 超電導スイッチに微かな電流しか流れていない場合には, ヒータからの熱のみによって常電導状態に移るため, エレメント全体が常電導状態となるのにかなりの時間(数秒程度)を要するためである。

超電導スイッチが ヒータ入力後, (8-1)式で与えられる抵抗値を示す場合, 第7章第2節(7-18)式で与えられた, 抵抗電流は, (8-2)式のように書き換えられる。

$$R(t) = \frac{R_0}{T} t \quad (0 \leq t \leq T) \quad (8-1)$$

$$I_R(t) = I_{R0} e^{-\frac{t^2}{2\tau_{com} T}} \quad (8-2)$$

(8-2)式より明らかに, 超電導スイッチの応答速度が速い程, 磁場の立ち上りは急激になる。

(Fig. 8-2)にの場合, コイルCとコイルDは反結合であるので, 10.5分からの転流動作において, 最も大きな初期抵抗電流が流れたことがわかる。

(3) (Fig. 8-3) について.

(Fig. 8-2) の場合と同様であり, 初期抵抗電流 I_{R0} の最も大きい, 7.5分からの転流動作が, 最も急激であり, コンピュータのサンプリング速度から見積って, 0.4秒以下で $-1(T)$ から $+0.75(T)$ まで磁場を立ち上げている。

(4) (Fig. 8-4) について.

1.5分, 4.5分, 及び10.5分に転流操作を行っており, それぞれ通常の励磁操作に比べ2桁以上速い磁場の変化を得ている。

(5) (Fig. 8-5) について

(Fig. 8-5) の場合は, 負荷コイルCとDは順方向に結合されており, 磁場の変化速度に関する時定数は, 第7章第2節(7-19)式より, 反方向に結合された場合よりも小さくなることが予測されている。実験結果から, この予測を確認することは, データのサンプリング速度における制限のため困難であるが, 4.5分における磁場の変化速度は, $8 T/sec$ 以上であると見積もられる。

また, 7.5分における磁場の立ち上がりにおいても同様であり, いずれの場合もオーバーシュート等の不安定動作は全く観測されていない。

以上より, 2つの超電導コイル間において, 双方の励磁電流を抵抗転流方式により結合した場合, 通常の励磁方式による場合と比べ, 極めて短い時間で磁場を変化させることが可能であることが示された。

実験に用いた2つの超電導コイル間の結合度を0.80とすれば, 2つのコイルが反結合の場合の場合の時定数 τ_{com} は, 超電導スイッチの常電導抵抗値を $10 m\Omega$ として, 1.9秒と見積もられる。また2つのコイルが順結合の場合, 同様に見積って, 時定数は0.3秒と計算される。

実験結果より, コイルが反結合状態での時定数は1.9秒より小さいことが

明らかであり、順結合状態での時定数は、0.3秒より更に小さいことがわかる。(Fig. 8-5)において、現われている磁場の変化は、永久電流モードを有する超電導コイルの励磁においては、驚くべきものである。本実験においては、超電導抵抗値が $10\text{m}\Omega$ 以下(推定 $5\text{m}\Omega$)の超電導スイッチを用いているが、応答性を高めながらかつ1桁程度高い超電導抵抗値をもたせることは可能であり、本方式によつて、緩和時間を数ミリ秒以下とすることも十分実現可能である。

(2) まとめ

本実験結果より、数テスラ以上の定常値を有し数ミリ秒以下の立ち上り時間を要求されるステップ状の磁場変化は、2つの磁氣的に結合された超電導コイル間において励磁電流を抵抗転流的に一致させる手法により、十分に実現可能であることが示された。

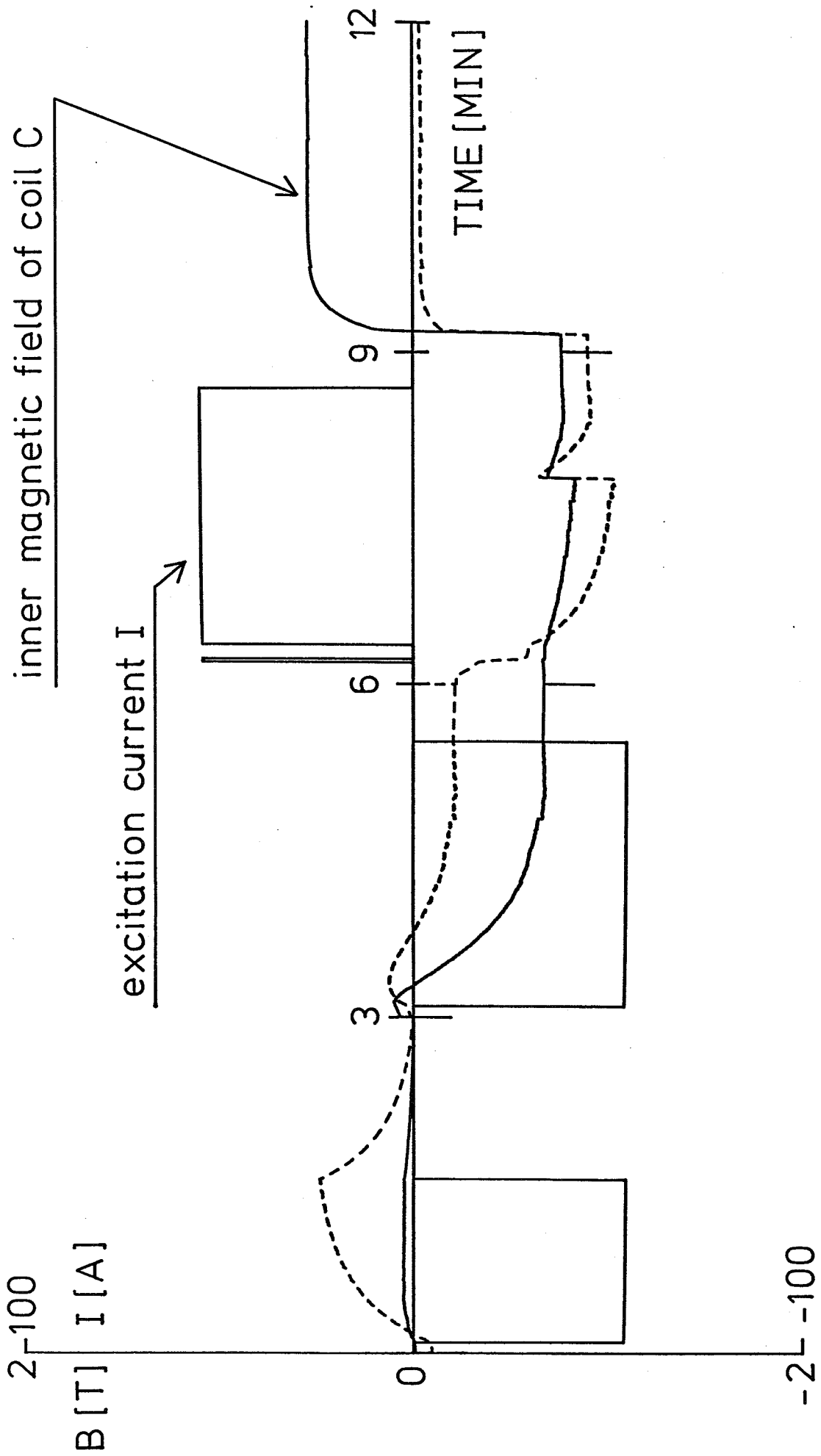


Fig. 8-1

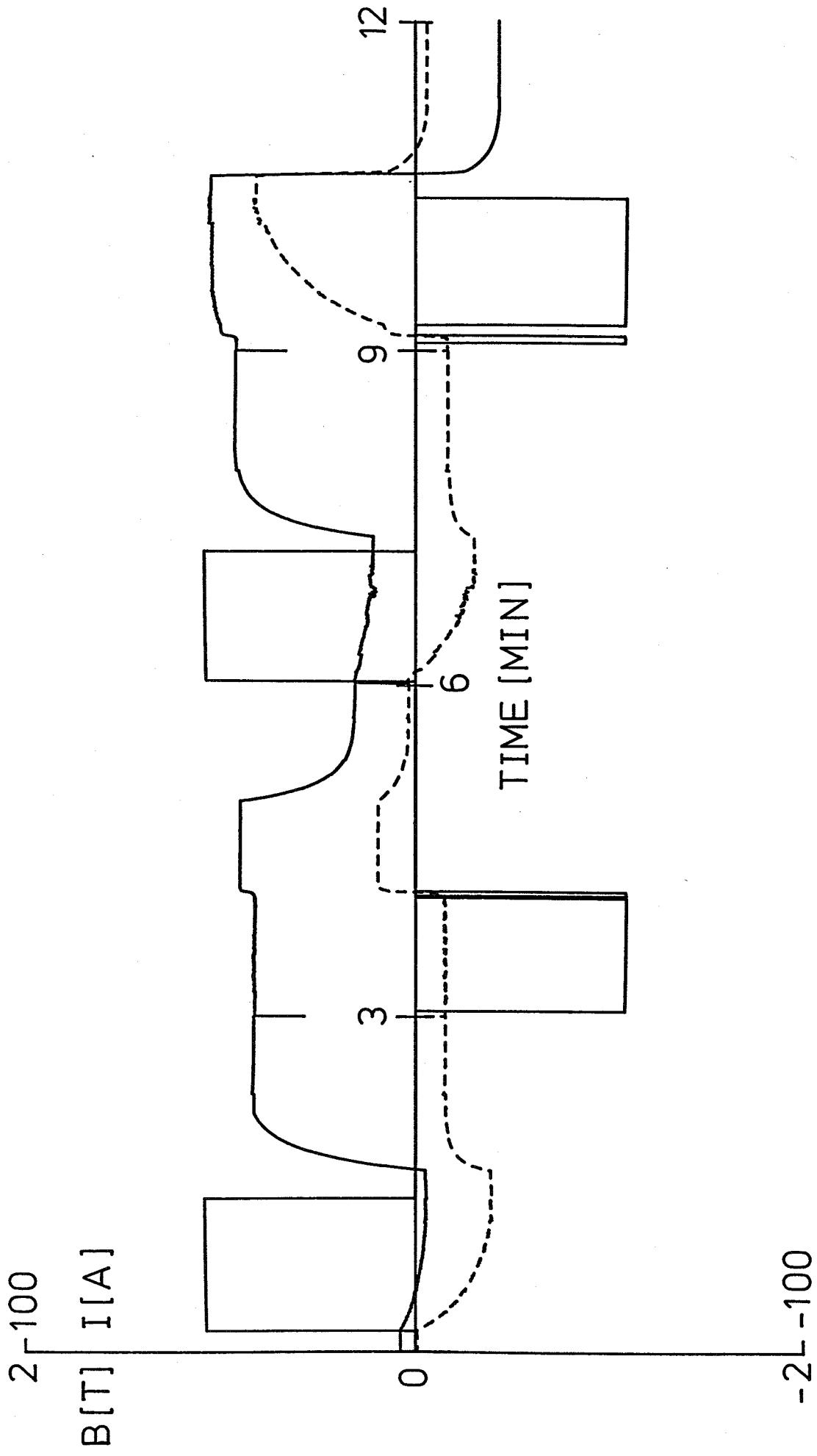


Fig. 8-2

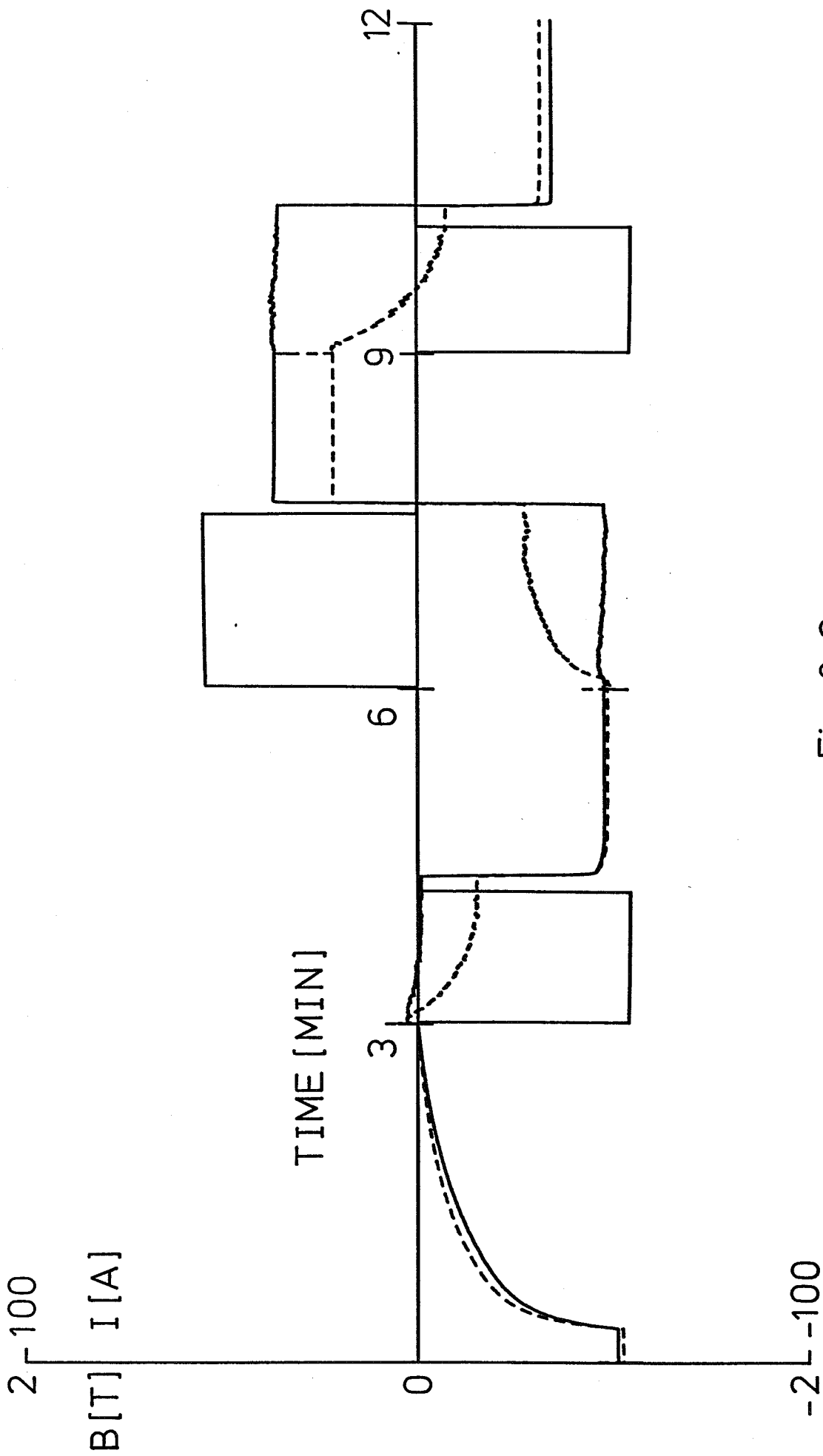


Fig. 8-3

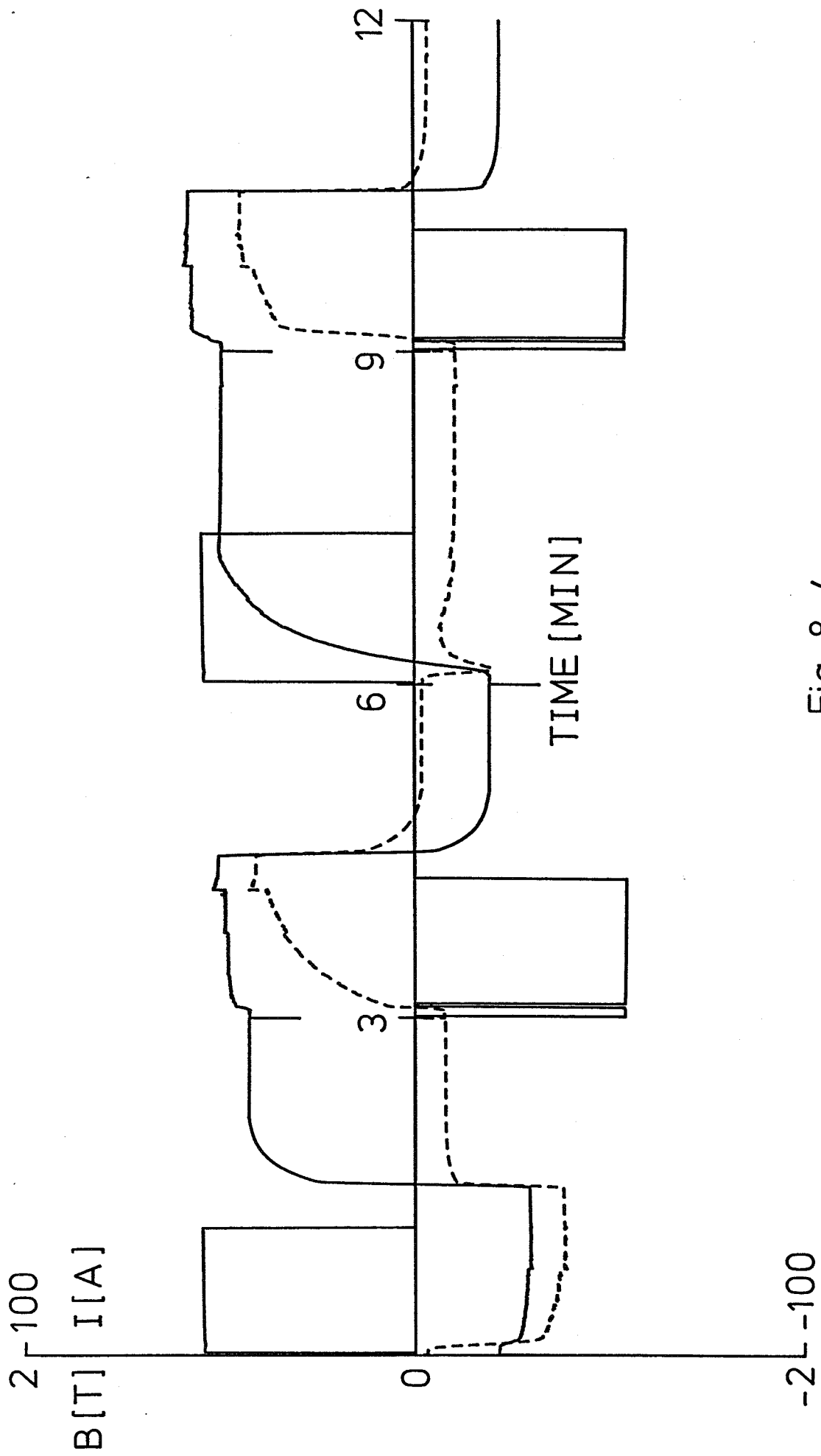


Fig. 8-4

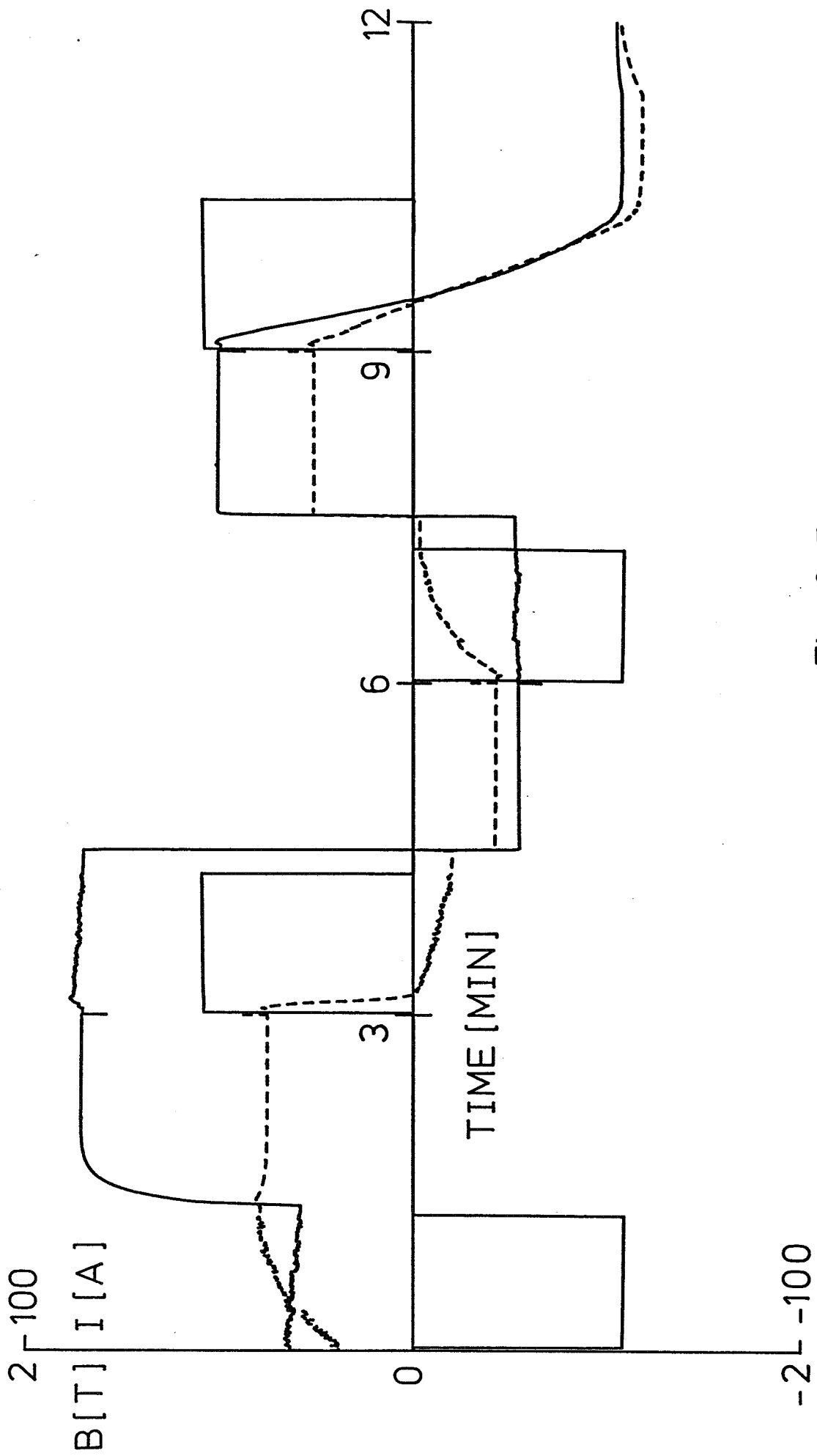


Fig. 8-5

第9章 結論

1) オルセン = デバイス型フラックスポンプの動作状態を解析するための動作図を考案し、各型式及び各運転方式によるオルセン = デバイスの動作の詳細を明らかにした。時間を陽に与えず、動作点の位置と移動の方向により、システムの動作状態を視覚的に分りやすくとらえることを可能とした。

また、同一の動作平面上に各運転方式による軌跡を重ねて描くことが可能であるため、各方式間の相異を明確に表現することを可能とした。

更に、動作図上に動作点の移動を考えることにより思考実験を容易とし、新方式等の考案を容易に行なえるようにした。

2) 励磁動作を抵抗転流的に行う、新しい励磁転流方式を考案した。

励磁転流方式を用いることにより、毎回の励磁動作に要する時間を著しく短縮することが可能となり、その結果、極低温領域で最大の熱損失を発生させる熱的超電導スイッチのヒーターの動作時間を短縮し、著しい効率の改善を可能とした。可飽和型オルセン = デバイスによる実験結果から、励磁転流方式によれば、抵抗転流方式によるよりも、1桁短い時間と1桁小さい熱損失で、同等以上の負荷電流値が得られることが確かめられた。

1mH ~ 数10mH 程度までの負荷コイルの励磁においては、励磁転流方式はその制御性の容易さと高いシステム効率により、最も適した運転方式であることが確認された。

3) オルセン = デバイスの動作の解析と実験結果より、オルセン = デバイスの合理的な設計手順と設計の指標を与えた。

2Hの超電導コイルに、1000回以下の励磁操作により1000A以上の負

荷電流を与えることを目的とするオルセン = デバイスの超電導トランスを非飽和と可飽和の両方の型式で設計し、一般的な設計において、可飽和型とした方が体積を1桁程度小さくすることが可能であることを示した。トロイダル型トランスとし、巻線数を1次5000 turns、2次500 turnsとすれば、非飽和型ではトランス断面積 50 cm^2 、外径 30 cm と設計されるが、可飽和型とすれば、角型ヒステリシスを有する磁心を用いることにより、断面積 13 cm^2 外径 15 cm とすることが可能である。また、非飽和型とした場合、最大1次電流値は 160 A が必要であるが、可飽和型とするならば 100 A で可能である。

4) 磁氣的に結合させた2つの超電導コイルからなるデバイスも考案し、永久電流モードを有する超電導コイルにより、ステップ状の磁場変化を得られることを示した。更に、このデバイスによれば原理的に明らかであるが、ステップ状の変化に対しオーバーシュート等の不安定動作は全く伴わないことを実験により確認した。

実験的には、パルスレートとして 10 T/s 程度を得ているが、考察により更に2桁以上の特性向上が計れることを示した。

以上総じて、超電導機器の負荷電流の増大と高効率化に関し、また、急速な磁場変化を得るための装置及び手法について論じた。

謝 辞

本研究をまとめるにあたり、御指導、御助力を頂きました多くの方々に心より感謝致します。

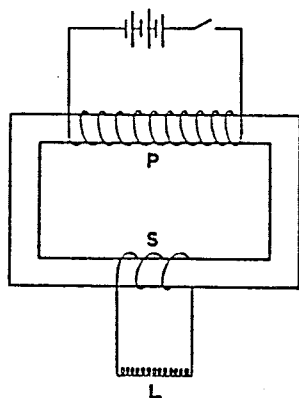
特に、比企能夫先生、大塚美枝子先生、また現在は名誉教授であられる栗野満先生には、研究にっしてのみならず、大学院での生活全般に渡り、格別な御指導、御配慮を頂きましたこと、深く感謝致します。

また、松崎弘氏には、実験全般に渡り、極めて多くの御助力をいただきましたこと感謝致します。

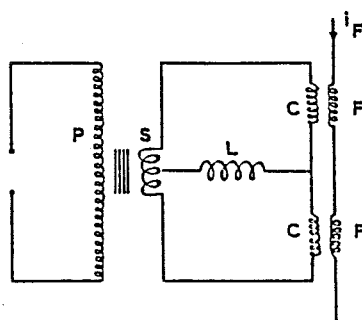
研究室の方々、磁心材料を提供頂きました東芝(株)その他、直接的に、間接的に、御助力、御協力頂きました全ての方々に感謝致します。

References

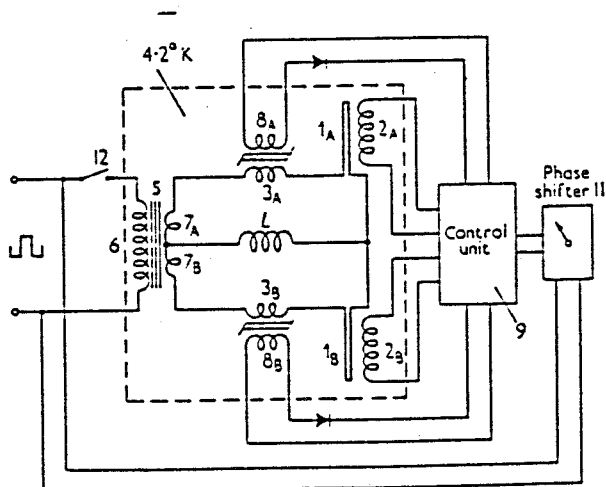
- 1) Mendelssohn, K., Nature (London) 132 (1933) 602
- 2) Olsen, J.L., Rev. sci. Instrum 29 (1958) 537
- 3) Buchhold, T., Cryogenics 4 (1964) 212
- 4) ten Kate, H.H.J., Mulders, J.M., de Reuver, J.L.,
and van de Klundert, L.J.M., Cryogenics 24 (1984) 439
- 5) van de Klundert, L.J.M. and ten Kate, H.H.J.,
Cryogenics 21 (1981) 195
- 6) 毎山邦男, 穴山武 : 低温工学研究会発表予稿集 34 (1985)
- 7) ten Kate, H.H.J., Knobens, J., Steffens, H.A.,
and van de Klundert, L.J.M.,
Colloque C1. Supplement au n°1 tome 45, Jan. vier 1984



付録 1. The Mendelssohn transformer.



付録 2. The Olsen device.



付録 3. Superconductive power supply (flux pump)