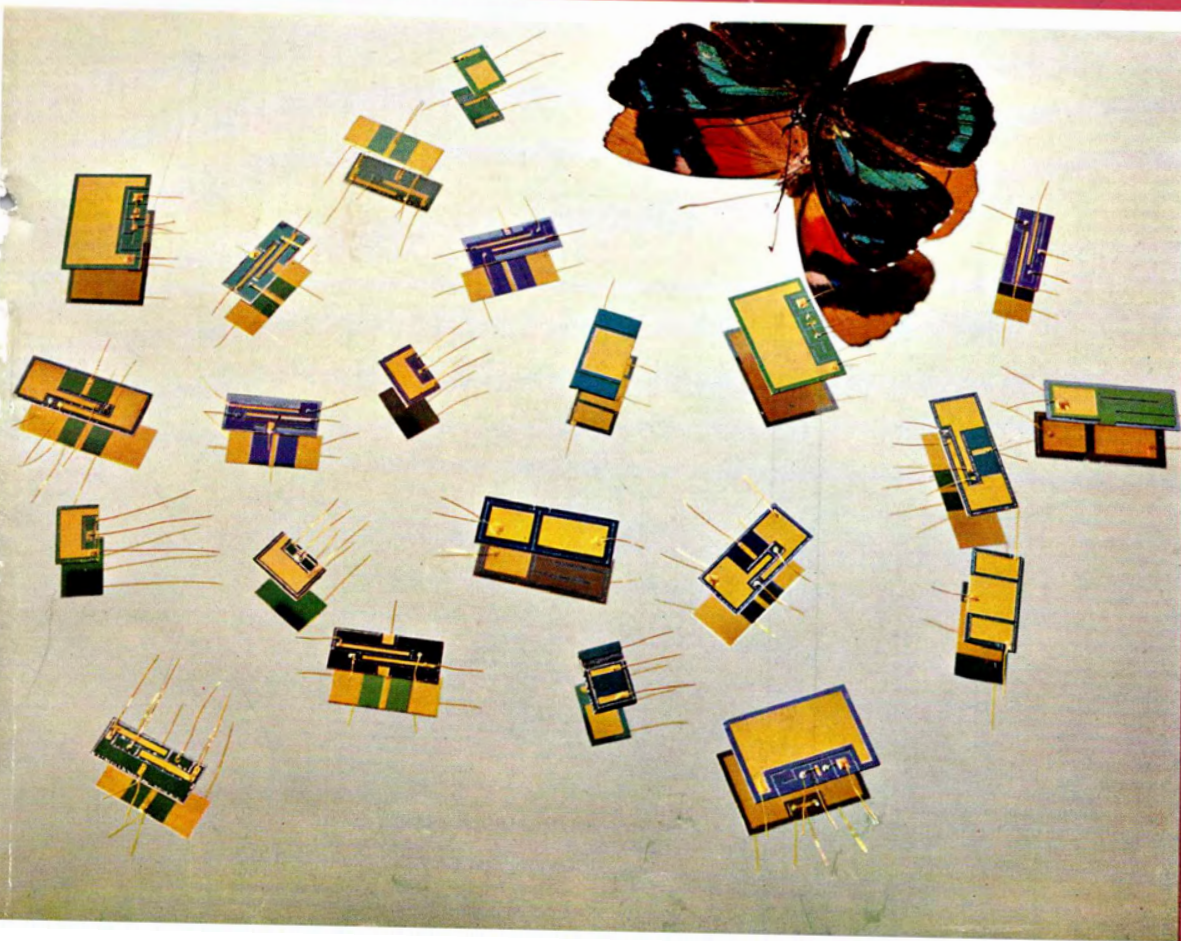


MITSUBISHI DENKI

三菱電機

各種の エレクトロニクス製品—エレクトロニ—



11

VOL 35 1961



標準乗用エレベータ

“エレペット”生産開始

最近建築されるビルは中小規模のものが激増している。

このようなビルにもっともふさわしいサイズと積載荷重の“エレベータ”をとくに“エレペット”と名付け量産することになった。“エレペット”はつぎの一覧表のように17種類から成っており、当社長年のこの道の経験とJIS改正を機会にこれだけの種類に標準化したものである。性能においては従来の標準オーダーエレベータにいささかも劣るところなく、ただ標準化による合理的価格は広く江湖の賛同をもって迎えられれるものと期待される。

三菱エレペッター一覧表

標準形式	積載荷重 × 速度 (kg)(人) (m/min)	制御方式	トラ方式および入口幅 (mm)	カゴ室寸法 間口 × 奥行 × 出入口高 (mm)
P 6 - SS 30	400 (6) × 30	AC 1 EBS	電動 SS - 700	カゴ 外法 1,250 × 1,090 × 2,000
P 6 - 2S 30	400 (6) × 30	AC 1 EBS	} 電動 2S - 800	} " 1,200 × 1,211 × 2,100
P 6 - 2S 45	" (") × 45	AC 2		
P 6 - 2S 60	" (") × 60	"		
P 7 - 2S 30	500 (7) × 30	AC 1 EBS	} 電動 2S - 800	} " 1,200 × 1,321 × 2,100
P 7 - 2S 45	" (") × 45	AC 2		
P 7 - 2S 60	" (") × 60	"		
P 8 - 2S 30	550 (8) × 30	AC 1 EBS	} 電動 2S - 850	} " 1,300 × 1,371 × 2,100
P 8 - 2S 45	" (") × 45	AC 2		
P 8 - 2S 60	" (") × 60	"		
P 9 - 2S 30	600 (9) × 30	AC 1 EBS	} 電動 2S - 850	} " 1,300 × 1,471 × 2,100
P 9 - 2S 45	" (") × 45	AC 2		
P 9 - CO 30	" (") × 30	AC 1 EBS	} 電動 CO - 800	} " 1,450 × 1,290 × 2,100
P 9 - CO 45	" (") × 45	AC 2		
P11 - 2S 30	750 (11) × 30	AC 1 EBS	電動 2S - 900	" 1,350 × 1,671 × 2,100
P11 - CO 30	" (") × "	" "	" CO - 800	" 1,500 × 1,490 × 2,100
P11 - SS 30	750 (11) × 30	AC 1 EBS	電動 SS - 800	" 1,250 × 1,775 × 2,000

摘要： 制御方式 AC1・EBS 交流一段速度 EBS 装置付
AC2 交流二段速度

操作方式 セレクトラコレクトラ
(運転手なし乗合全自動方式)

トラ方式 SS-700 1 枚戸片開
出入口幅 700 mm
2S-800 2 枚戸2枚片開
出入口幅 800 mm
CO-800 2 枚戸中央開
出入口幅 800 mm



三菱 エレペット



表紙説明

モロクトロンは、回路超小形化のもっとも理想的な形態で、1個の半導体基板上に所要部品に相当する要素を与えて回路機能を発揮させる画期的なものである。その研究成果については、今春、中間発表を行なったが、その後、鋭意実用化に努力中で、そのうちのいくつかは、近く当社製品に組み込まれて市場へ出る予定である。写真は、試作段階を終わった各種のマルチ・パイプレータ、ノコリ波発振器、同調発信器、ノッチ・フィルタなどである。

三菱電機

昭和36年第35巻第11号

目次

台湾電力公司谷関発電所用水車	福田 稔	2
台湾電力公司谷関発電所 50,000 kVA 水車発電機、運転制御装置および配電盤設備	三浦 安・松尾 潔	13
12 kV 1,000 MVA 3,000 A 新形磁気シヤ断器	五十嵐芳雄・富永正太郎・桜井武芳	22
CSP 形配電用変圧器	木野崎泰三	29
液冷式電解用 シリコン 整流器	小林 凱・上岡康宏・織井 稔	37
レクチフロードライブ	武田英夫・新良由幸・九里英輔	44
直列インバータ総論(6)―改良形直列インバータの原理および動作特性―	河合 正・杉本盛行	54
変圧器保護用第2高調波抑制付比率差動継電器	森 健・寺田 真	63
HK 形最大需用精密積算電力計	武田克己・林 正之・相田利光	72
三菱 RT-2 形レーダ距離目盛較正器	松元雄蔵・開発久次	77
5,300 Mc パラメトリック増幅器	喜連川 隆・白幡 潔	82
MgO 冷陰極の試作研究	岡田武夫・青木伸一・山下 潔	88
計数形電子計算機入出力の一方式(1)	中塚正三郎・前田良雄・小林孝二郎	96
着色 シュランク・ガラスによる赤外線ヒート・ランプ	林 次郎・西楽隆司	101
《技術解説》		
半導体機能ブロッカーモロクトロンに關連して―	大久保利美	104
《文献抄訳》		
ガス輸送の自動制御・輸送管制御および動力装置・新しい中高圧用 SF ₆ シヤ断器・安価な機械的衝撃試験・超大形昇降可動橋の電気駆動装置・ローロード・機能的ブロックで構成された無線受信機		118
《ニュース・フラッシュ》		
量産 EF30 形交直両用電気機関車完成・プログラムによる列車自動運転装置試作品完成・実系統における CSP 変圧器の動作特性調査・ホーベル用 32 kW 耐圧 防爆形三相誘導電動機・SHC 形防食形高圧気中配電箱(粉じん 防爆特殊防じん構造)・パネル用角形小形計器・TU-2 形タイムスイッチ・新薬事法による医療具の製造許可・三菱ケイ光灯明視スタンドが新しい JIS に合格・姫路第二火力発電所 396 MVA タービン 発電機受注・超大形液流船の電機品を受注・三菱化成(直江津)向けアルミ電解電源用 3,200 kW 直流発電機 18 台受注		121
《特許と新案》		
(特) ライン形パルス変調装置・(特) 冷蔵庫温度調節器		125
《最近における当社の社外寄稿一覧》		126
《最近における当社の社外講演一覧》		127
《表紙》		
2. 標準乗用エレベータ“エレベット”生産開始		
3. 大形硬質ラドム(NCW-6GPS)完成		
4. 三菱暖房器		

台湾電力公司谷関発電所用水車

新三菱重工業株式会社神戸造船所

福田 稠*

Water Turbine of Ku-Kuan Power Station of the Taiwan Electric Power Company

Mitsubishi Heavy-Industries, Reorganized, Limited.

Kobe Shipyard and Engine Works Shigeshi FUKUDA

The Taiwan Electric Power Company is planning to build a power station—between Ta-Chien power station and Tien-Lon power station—where Ta-Chia River is dammed up, 350 miles up from the confluence of the main river and its branch. The water is made to flow into two surge tanks through a pressure tunnel of 4,730 miles long on the right bank, and then conducted to two water turbines, after that being discharged to the main stream. The project is the first term construction and machines are products of the Mitsubishi Heavy Industry Reorganized.

1. ま え が き

台湾電力公司 (Taiwan Power Company) が、台湾中部の大甲溪 (Ta-Chia River) 開発の一環として達見 (Ta-Chien) 発電所と天輪 (Tien-Lon) 発電所の間に建設中の谷関 (Ku-Kuan) 発電所は、機器類の納入はすべて終了

し、目下据付中であるので、ここにその概要を紹介する。

発電所は図 1.1 に示すように、台中市の東方、大甲溪の中流に位置した地下発電所で開閉所だけが地表に出ている。この発電所用水車は中容量のものであるが、その設計、製作にあたっては、当社多年にわたる経験をもとにし、各部の構造、材質などに慎重な検討を加え、また各種の実験研究を重ね、最新の設計を行なったものであり、すぐれた性能と高い信頼度を得ることに万全を期した。

2. 計 画 概 要

この発電所は中華民国台中県和平郷上谷関に位置し、図 2.1 に示すように大甲溪とその支流十三溪との合流点より上流約 350 m の谷関ダムにて大甲溪本流をせき止め、その地点右岸にある取水口より延長 4,730 m の圧力トンネルにより 2 個のサージタンクに導水し、それよりさらに各 1 条の水圧鉄管を設け、延長約 180 m (うち約 144 m は鉛直鉄管) にて 2 条に分岐し、延長約 22 m にて発電所に導き、発電後延長約 240 m のトンネルにより大甲溪本流に放流される。今回の計画は第 1 次で水車発電機 2 基が納入された。第 2 次としてさらに 2 基増設の予定である。図 2.2 に地下発電所の一般平面を、図 2.3 に発電所水路の断面を示す。

また支流小雪溪の水を利用するため支流取水ダムを設け、トンネルにより谷関ダム上流に注入される。

発電所位置 中華民国台中県和平郷上谷関

取水河川名 大甲溪水系大甲溪および同支流小雪溪
貯水池

有効貯水量 9,630,000 m³

利用水深 28 m

本水路 円形圧力トンネル

内径 6.2 m

延長 4,730 m

サージタンク 単動オリフィス形 (2 台に対して 1 個)



図 1.1 発電所位置

Fig. 1.1 Situation of power station.

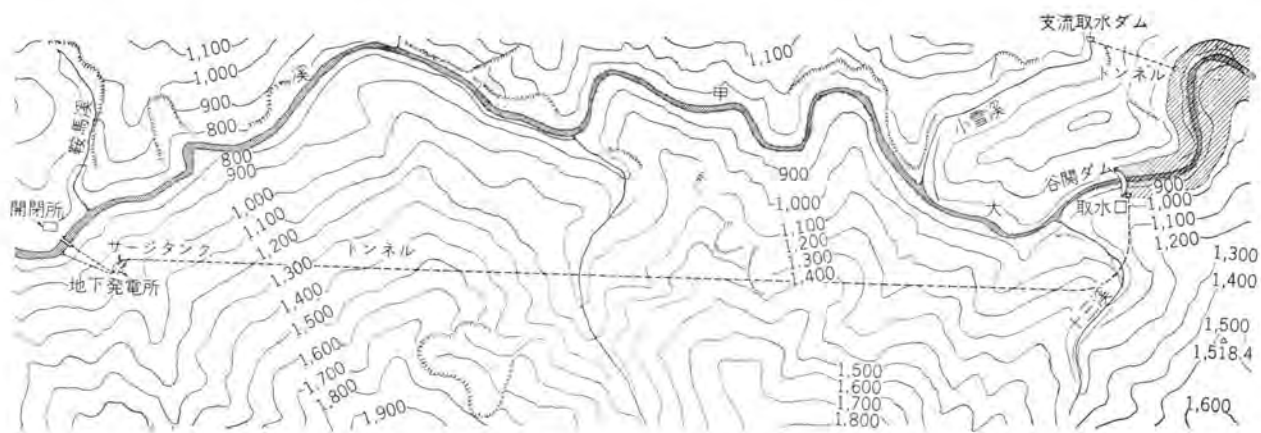


図 2.1 ダム発電所付近平面図

Fig. 2.1 Map of the environment of dam and power station.

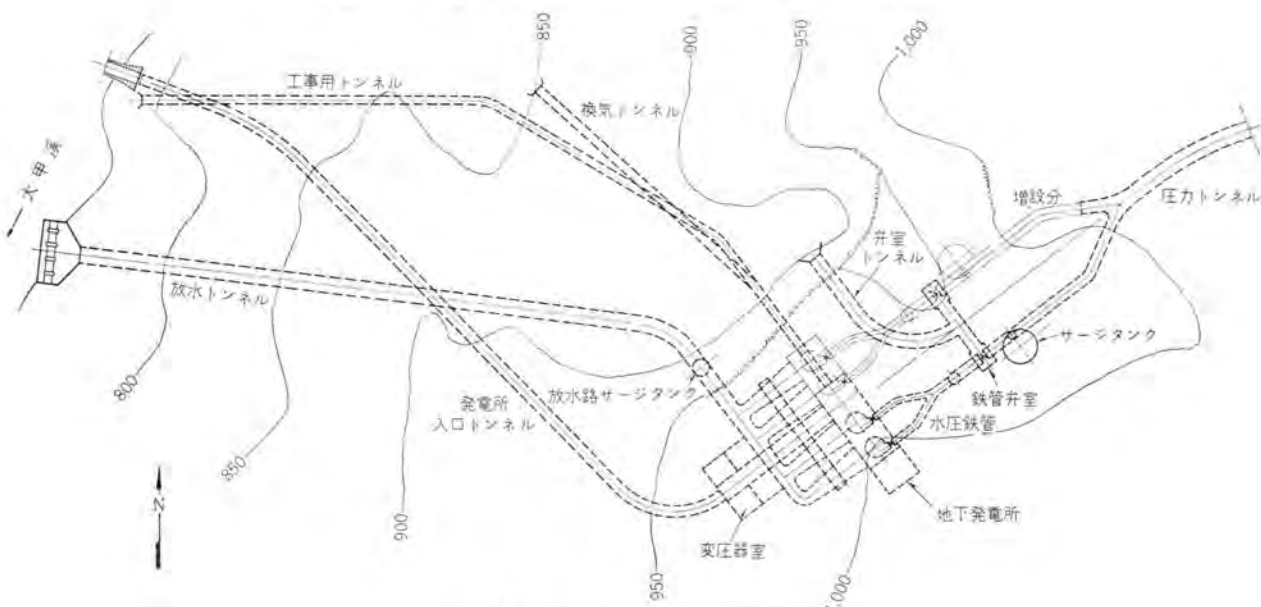


図 2.2 地下発電所一般平面図

Fig. 2.2 General plan of underground power station.

内径	12 m	周波数	60 c/s
高さ	66 m	回転方向	発電機より見て時計方向
オリフィス径	2 m	台数	2 台 (将来 2 台増設)
水圧鉄管	鋼板溶接 コンクリート埋込み	据付方式	二床 コンクリートパレル式
条数	2 台に対して 1 条途中 2 条に分岐	無拘束速度	540 rpm
内径	4~3~2.4 m	水圧上昇率	20.5 %
長さ	196 m	速度上昇率	30 %
		発電機回転部 GD^2	1,100,000 kg-m ²
		調速機閉鎖時間	3.3 s
		調速機不動時間	0.2 s
		吸出落差	許容値 1.1 m
			推奨値 0.4 m

3. 主要目

この水車および付属機器の主要目はずきのとおりである。これらの機器の配置を図 3.1, 3.2 に示す。

3.1 水車

形式	立軸軸単輪単流渦巻 フランシス 水車			
最高静落差	196.8 m			
有効落差	186.8	182.0	177.4	160.6 m
水車出力	55,000	53,000	50,800	42,700 kW
流量	33.9	33.4	32.8	30.5 m ³ /s
回転数	300 rpm			

制御方式	一人制御式	
ランナ 羽根入口径	2,800 mm	
ランナ 羽根出口径	2,200 mm	
ガイドベーン 高さ	380 mm	
ケーシング 入口径	2,400 mm	
主軸径	630 mm	

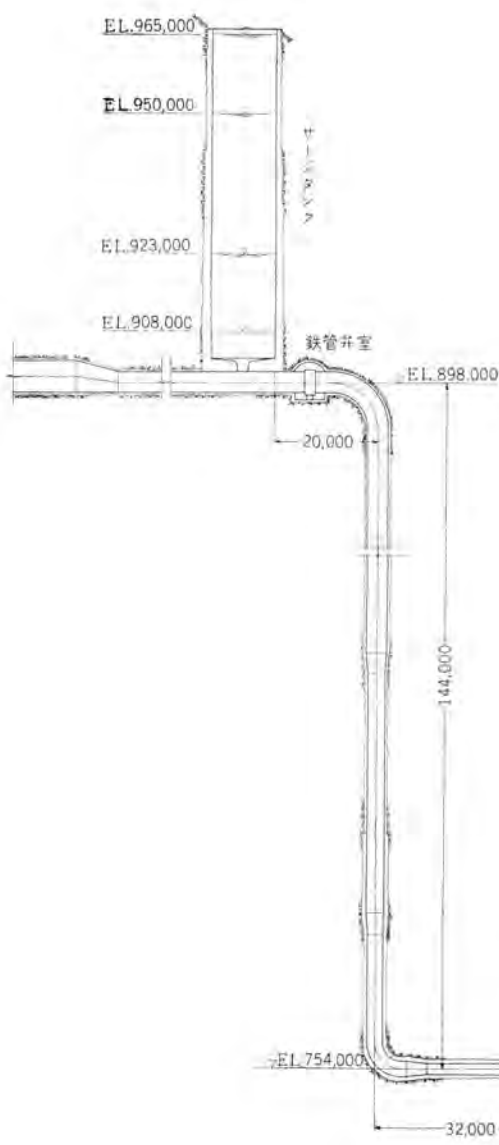


図 2.3 発電所水路断面図

Fig. 2.3 Cross section of water channel.

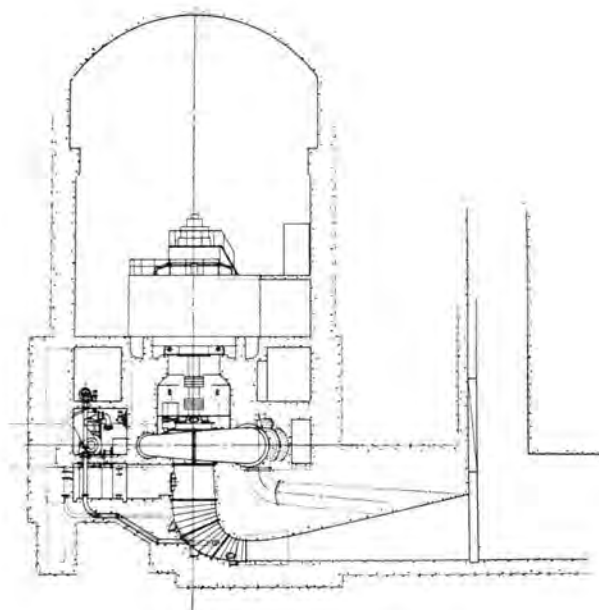


図 3.1 機械配置断面図

Fig. 3.1 Cross sectional view of machine arrangement.

3.2 入口弁

形式	主弁	B IV 2400 形	バタフライバルブ
	バイパス弁	N IV 250 形	ニードルバルブ
口径	主弁	2,400 mm	
	バイパス弁	250 mm	
操作方式	油圧重錘自動 インタロック 式		

3.3 调速機

形式	S IV D 21000 形
アクチュエータ	A IV 形機械油圧式 アクチュエータ
電源	主発電機直結発電機
サーボモータ容量	21,000 kg-m

3.4 制圧機

形式	VO-1100 形横軸油圧平均式
口径	1,100 mm
最大放流容量	有効落差 182 m にて 33.4 m ³ /s
サーボモータ容量	117,000 kg-m

3.5 圧油装置

圧油ポンプ	形式	横軸 スクリュー 式
	駆動方式	M-T 式
	吐出量	510 l/min
	油圧	19~21 kg/cm ²
電動機	出力	33 kW
	回転数	1,200 rpm
小水車	形式	横軸単輪単流渦巻 フラシス 形
	有効落差	140.5 m
	出力	33 kW
	流量	48.1 l/s
	回転数	1,200 rpm
圧油タンク	容量	3,300 l
集油タンク	容量	6,000 l

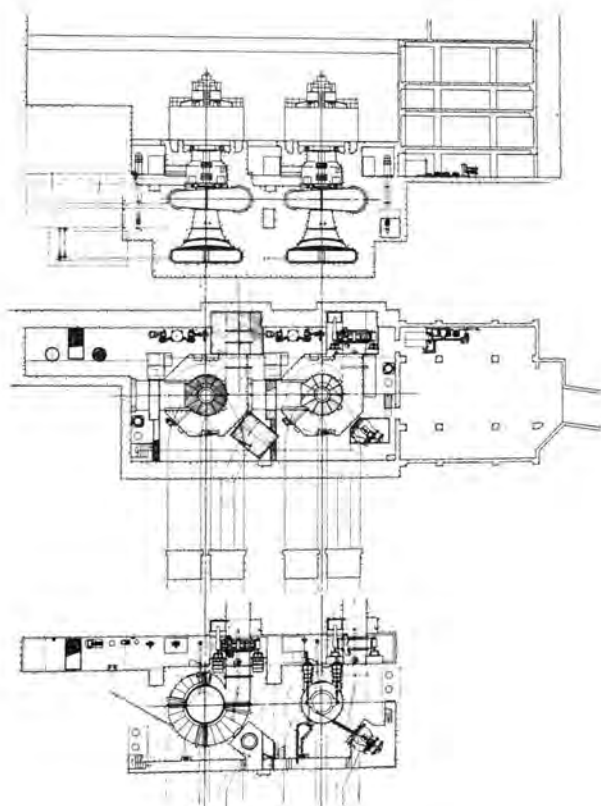


図 3.2 機械配置側平面図

Fig 3.2 Plan of machine arrangement.

4. 模型試験

実物水車の製作に先だちこの水車の模型を作って、効率試験、キャビテーション試験、インデックス試験、無拘束速度試験、水压推力測定試験などを行ない、それぞれ特性を確認したが、各性能とも好性能を示すことが立証された。

このランナは羽根出口直径として 2,200 mm が要求されたために従来の当社フランシスランナの系列から大幅に変化している。

模型比 1/3.71 のものについて求めた性能を Moody の 1/5 乗公式で実物に換算すると図 4.1 に示すよう

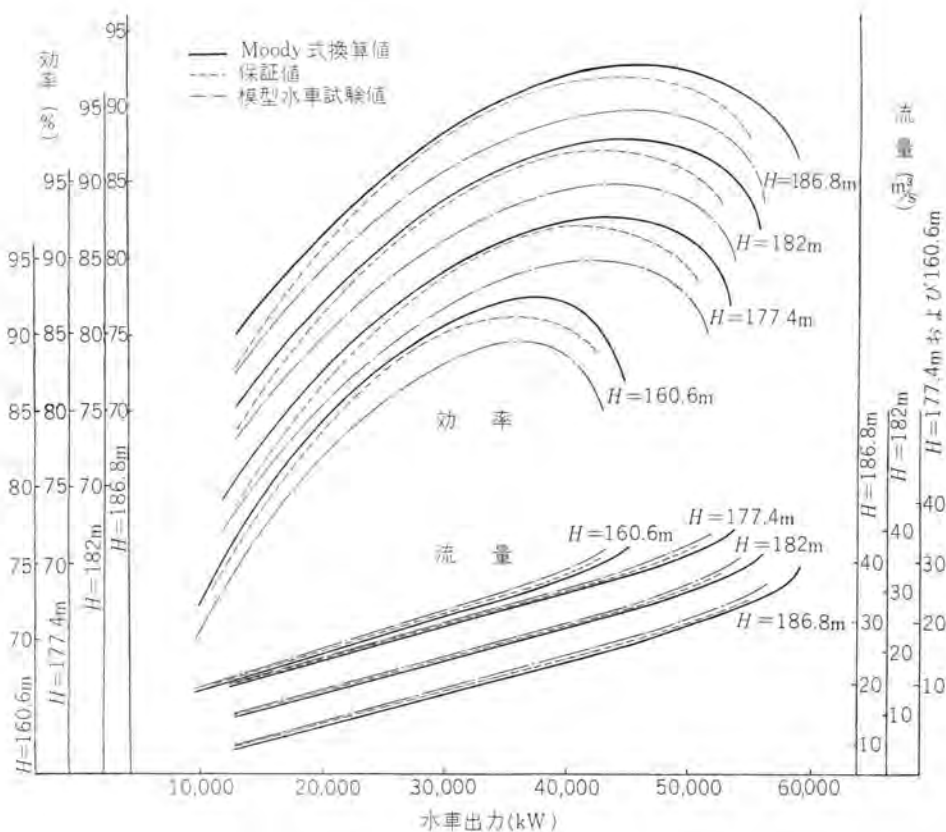


図 4.1 水車効率曲線

Fig 4.1 Water wheel efficiency curves.

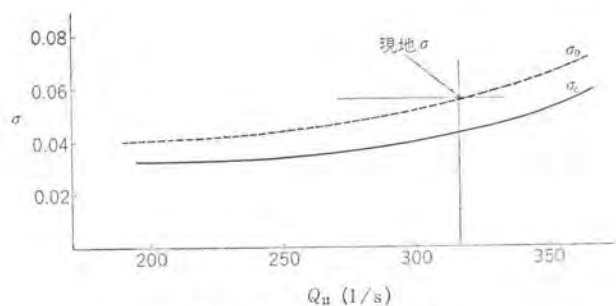


図 4.2 キャビテーション性能曲線

Fig. 4.2 Cavitation performance curves.

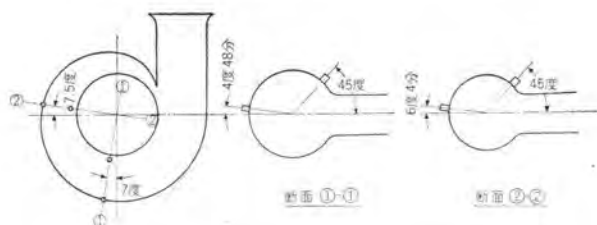


図 4.3 インデックス試験測定穴位置

Fig. 4.3 Position of index testing hole.

ある。またキャビテーション特性は図 4.2 に示すように、現地 σ に対して安全なことが確かめられた。

図 4.2 において Q_{11} は単位流量を示し、流量 Q を l/s であらわしたとき、 $Q/D_1\sqrt{H}$ (D_1 はランナ羽根根入口径 m 、 H は有効落差 m) で表わされるものである。また現地 σ の点は有効落差 186.8 m における最大流量 33.9 m^3/s に相当するものである。

またインデックス試験は Winter-Kennedy 法により図 4.3 に示す位置 ①-① および ②-② について行ない、その結果はつぎのようであった。

$$\text{①-① について} \quad Q = 32.79 d^{0.509}$$

$$\text{②-② について} \quad Q = 52.71 d^{0.483}$$

ここに d は差圧を示す。

5. 水車本体

図 5.1 は水車本体の工場組立状況を示す。図 5.2 はそ

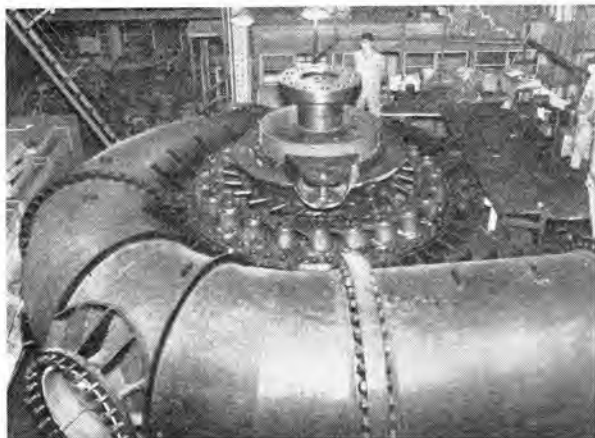


図 5.1 水車本体工場組立状況

Fig. 5.1 Water wheel assembly at the factory.

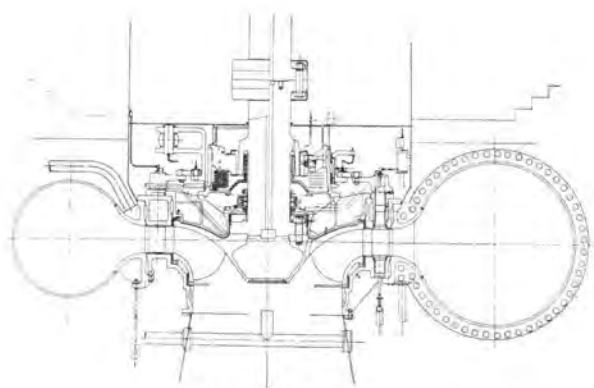


図 5.2 水車断面図

Fig. 5.2 Cross section of water wheel.



図 5.3 機械加工中のランナ

Fig. 5.3 Runner under machining.

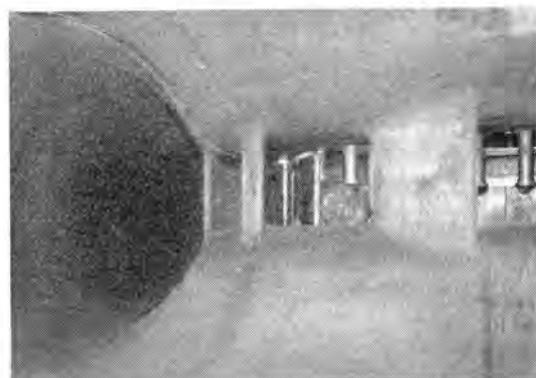


図 5.4 ケーシングおよびスピードリング

Fig. 5.4 Casing and speed ring.

の断面図である。

5.1 ランナ

ランナは入口直径 2,800 mm 、出口直径 2,200 mm で 13% Cr-1% Ni ステンレス 鋳鋼製である。図 5.3 は機械加工中のランナを示す。ランナの外周にはランナと同材料のライナをつけた。

5.2 ケーシングおよびスピードリング

ケーシングは鋼板製、スピードリングは鋳鋼製とし、スピードリングの外周にはケーシングを溶接し輸送のために全体とし

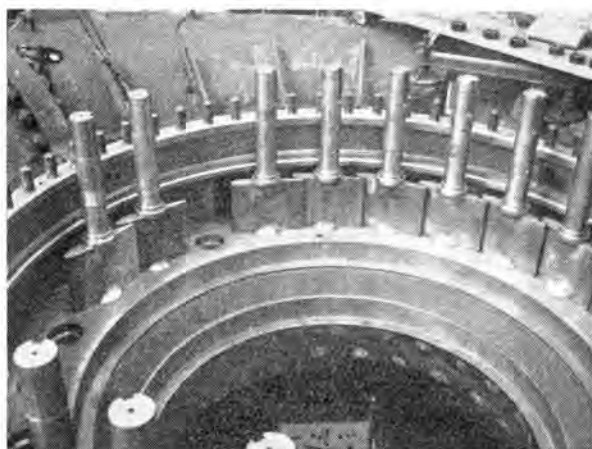


図 5.5 ガイドベーン
Fig. 5.5 Guide vane.



図 5.6 水車主軸
Fig. 5.6 Water wheel shaft.

て5個に分割して製作し、現場では図5.1に見るようにフランジにより接続する構造とした。5個のうち1個は入口管である。

図5.4はケーシング内部から見たケーシングおよびスピードリングを示す。

5.3 ガイドベーンおよびガイドベーン調整機構

ガイドベーンは13% Cr-1% Ni ステンレス 鋳鋼製で軸と羽根とは1体鋳造した。図5.5は工場組立時に下カバー上に配列されたガイドベーンを示す。

ガイドベーン調整機構は図5.1に示すようにケーシングの外側に配置し、ガイドリングを軸受の外側に置き、アーム、リンクなどから成っている。リンクはターンバクル式でアームピンには弱点部を設けている。また弱点部が切れたときに、運転時の最大開度以上にガイドベーンが開かないように、ガイドベーンアームとガイドベーン軸受との間にストップを設けている。

5.4 主軸、主軸受および主軸バックシン

主軸は鍛鋼製で中空として材質検査を行ない、内部に弱点のないことを確かめた後に正確に仕上げた。主軸受にはセグメント式を採用したので、これに適するようにスカート鍛造してある。図5.6に主軸を示す。主軸受は上記のようにセグメント式を採用し、図5.7に示すように12個の軸受シューをもっている。図5.7手前側は軸受ささえでこの外周をガイドリングがしゅう動する。

主軸バックシンとしては従来から用いて来た特殊カーボンリングを用いており、2段の特殊カーボンと1段のメタルパ

台湾電力公司谷関発電所用水車・福田



図 5.7 主軸受および軸受ささえ
Fig. 5.7 Main bearing and bearing support.

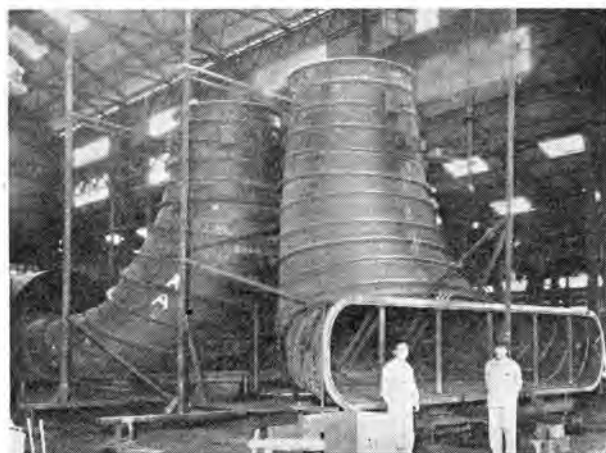


図 5.8 吸出管 ランナ
Fig. 5.8 Draft tube liner.

キンで封水を行なっている。

5.5 ケーシングカバー

ケーシングカバーはいずれも鋳鋼製で、上カバーは内外に分けて製作し、内側上カバーをはずしただけでガイドベーンを分解せずにランナを取出せるようにし、下カバーはガイドベーンささえリングと一体に鋳造している。上下カバー、ガイドベーンささえリングがランナおよびガイドベーンと接する部分には鋼板製ライナをつけている。これはランナおよびガイドベーンがライナにふれてもかじりを起こさないような材料を使用するよう要求があり、同材料ではかじりがいちじるしいので、ステンレスを使用せず鋼板製としたものである。

5.6 吸出管

吸出管は鋼板製で屈曲部終わりまでライニングをほどこし、以下はコンクリートとしている。吸出管ライナは輸送のために全体を4分割して製作し、現場ではフランジにより接続する構造とした。図5.8は工場組立を行なった吸出管ライナを示す。

5.7 調相機運転用給水装置

この水車は吸出管内の水を押し下げて調相機運転を行なうため、水位押し下げ用の空気圧縮装置のほかに、ラン

ナ 外周の温度上昇を防止するために給水装置を設けて、ランナクラウンのラビリンス部、カップリング部およびシュラウドリングの外側に給水するようにしている。

6. 入 口 弁

入口弁は口径 2,400 mm のバタフライバルブで、バイパス弁として口径 250 mm のニードルバルブをつけている。弁体、ケーシングはともに鋳鋼製で弁体外周にはステンレス鋼を溶接し、ケーシングの止水部には電源開発株式会社田子倉発電所に使用したと同形式のゴムホース式のパッキンをつけている⁽¹⁾。すなわちゴムホースは図 6.1 に示すように長円形断面の穴をもち、そこへ圧縮空気を送入して長円形が真円形になる際の変形を利用して弁体外周におしつけるもので、このチューブの外側(内周)をさらにゴムのカバーで

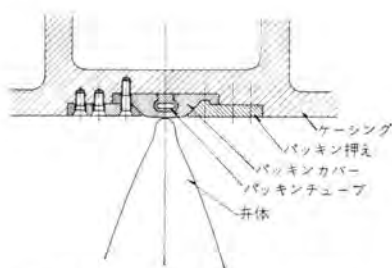


図 6.1 漏水防止用パッキン断面図

Fig. 6.1 Cross section of oil seal packing.

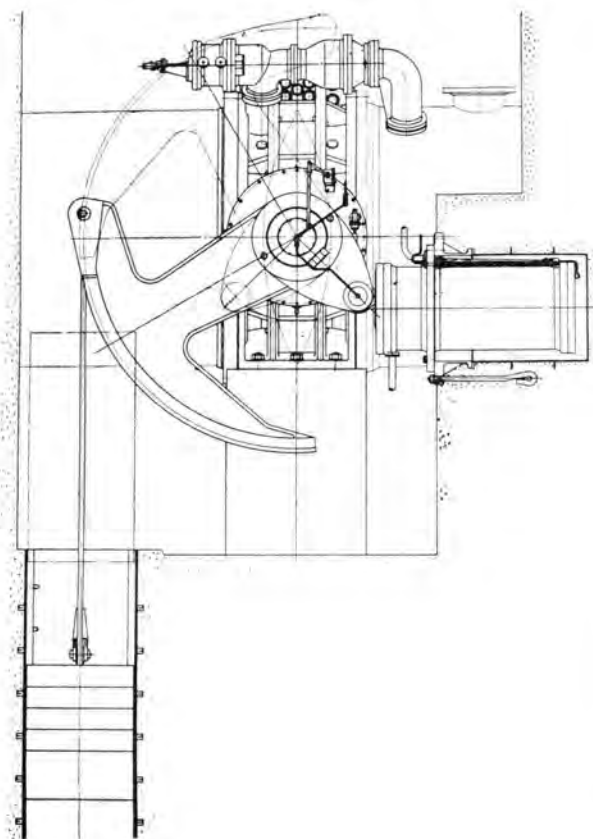


図 6.2 B IV-2400 形バタフライバルブ側面図

Fig. 6.2 Type B IV-2400 butterfly valve.

おおって、ケーシング内面に取付けている。

弁軸は弁体と一体に鋳造し、横軸である。ケーシングは左右二つ割で弁軸が貫通する部分には軸受を設け、革パッキンをつけている。

開閉装置は図 6.2、図 6.3 に示すように 2 個のサーボモータと 1 個の重錘によりなり、サーボモータは各 1 個主弁の両側に横向きに据付け、片側のサーボモータアームは重錘アームと一体鋳造され、重錘を直接つり下げている。サーボモータは単動式で開方向だけ作動し、閉鎖時にはタッシュボットとなり閉時間を調整する。

弁体、ケーシングはともに十分な剛性をもたせており、工

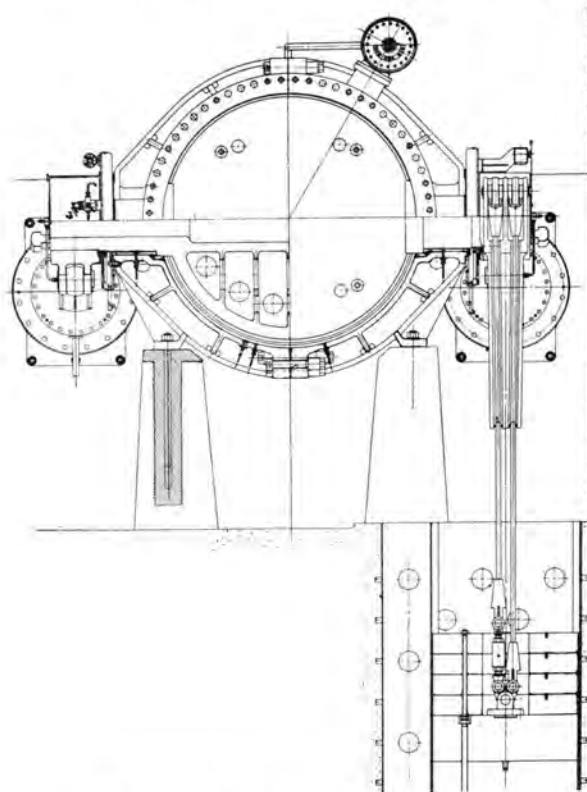


図 6.3 B IV-2400 形バタフライバルブ正面図

Fig. 6.3 Type B IV-2400 butterfly valve.

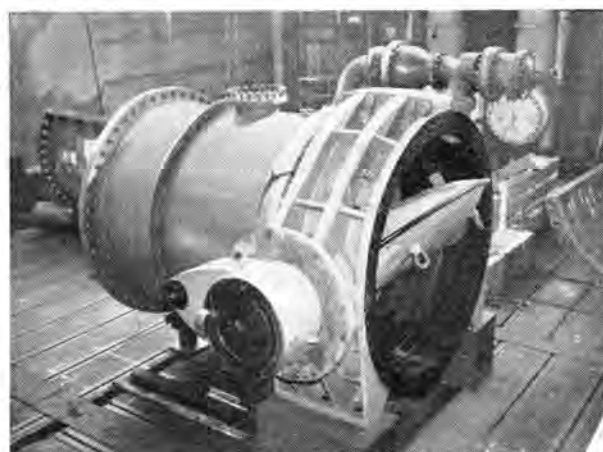


図 6.4 工場組立時の主弁およびバイパス弁

Fig. 6.4 Main valve and by pass valve under factory assembly.

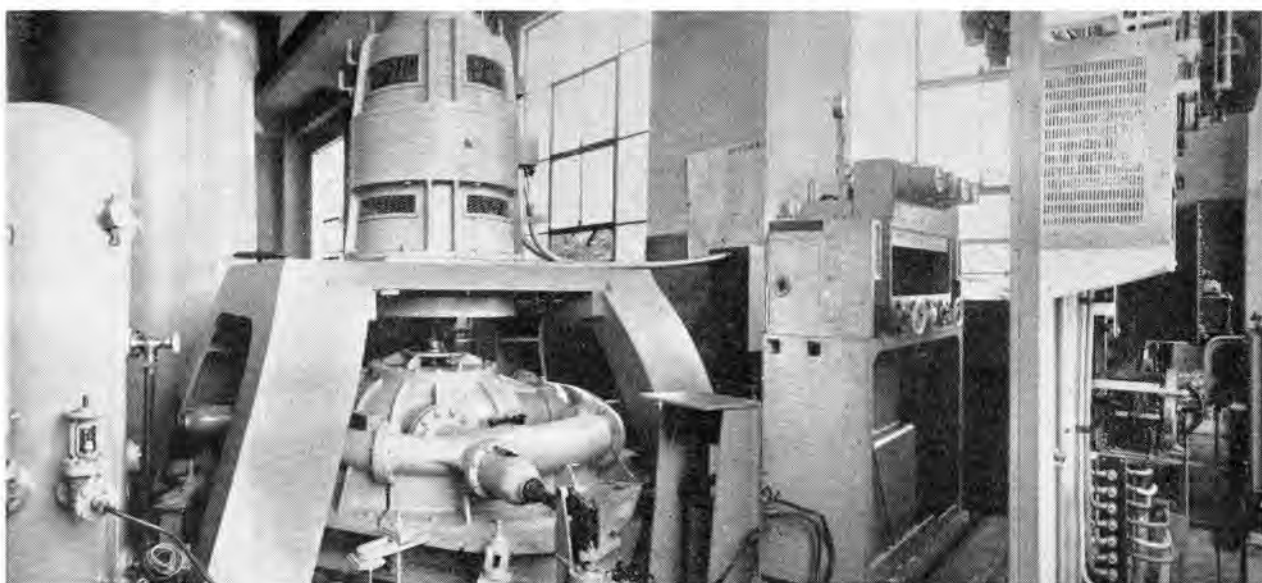


図 7.1 模型水力発電所装置における アクチュエータ 試験状況
Fig. 7.1 Actuation testing in model water power station.

場漏水試験における弁体中央部のたわみは、水圧 18.5 kg/cm^2 に対して 0.9 mm でこのときの中央部に対する翼の先端のたわみは 0.2 mm 、漏水は 4.3 l/min で封水用ゴムチューブの空気圧は 21 kg/cm^2 であった。この漏水は主として弁軸部からのもので、パッキン部分からの漏水は皆無であった。

なお開閉装置にはバイパス弁開閉およびケーシング水圧に対する2種のインタロック装置のほかに、封水にたいする2種のインタロック装置と、水車起動に対するものの計5種のインタロック装置を設けている。

バイパス弁出口部はキャビテーションを起こしやすいので弁体とともにその部分はステンレス鋼製としている。またキャビテーションの軽減、振動、音響の減少をはかるために、出口曲管入口部に弁座を通して空気を吸入させている⁽²⁾。

図 6.4 は工場組立時の入口管をつけた主弁およびバイパス弁を示す。

7. 調 速 機

調速機はキャビネット形機械式で、アクチュエータ、ガイドベーンサーボモータ用配圧弁などを納めた調速機キャビネットと配油盤、ソレノイド、油圧継電器などを納めたソレノイドキャビネットとを水車室の平行横に並設している。この調速機用アクチュエータは当社流体力学研究所実験室に設置してある模型水力発電所装置に取付けてその特性試験を実施した。図 7.1 にその状況を示す。図において左前方のタンクは圧油タンクで、この付近に圧油装置があり、後方のタンクは模型水車に有効落差を与えるための圧力水タンクである。中央左は模型水車で立テ軸単輪 4 ノズルパルトン水車、50 kVA 立テ軸同期発電機、1.8 kW 励磁機およびアクチュエータ電源発電機から成っている。中央右は試験中のアクチュエータで右端は配電盤である。

配圧弁は調速機キャビネット内のアクチュエータ後方に置き、

台湾電力公司谷関発電所用水車・福田

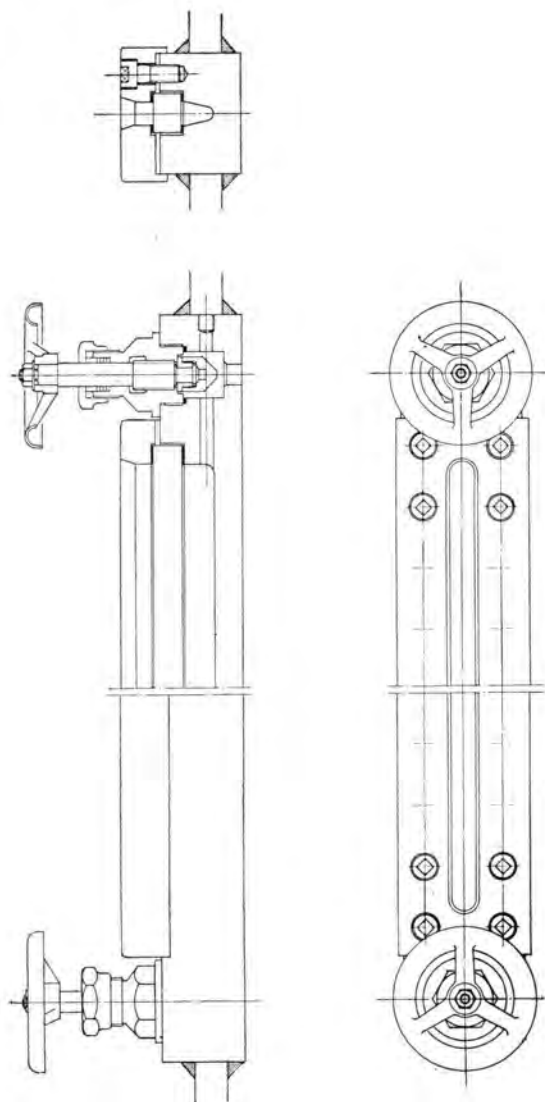


図 9.1 クリンカ式油面計
Fig. 9.1 Clinker type oil gauge.

統の詳細を示す。

11. 給排水装置

給水装置は水車、発電機、変圧器に対して集中式で各2台の水車発電機用給水ポンプと、変圧器用給水ポンプとはそれぞれの冷却水タンクに給水をくみ上げ、水車発電機用給水ポンプと、変圧器用給水ポンプとはそれぞれの冷却水タンクに給水をくみ上げ、水車発電機用冷却水タンクよりはソレノイド操作油圧弁によって2台の水車発電機各部に冷却水、封水を供給し、また、電動弁によって消火装置に給水される。変圧器用冷却水タンクからは電動弁によって2台の変圧器に給水される。また水圧管より減圧器を経て各冷却水タンクに給水する非常給水用装置も備えている。なお給水ポンプは発電機および変圧器製

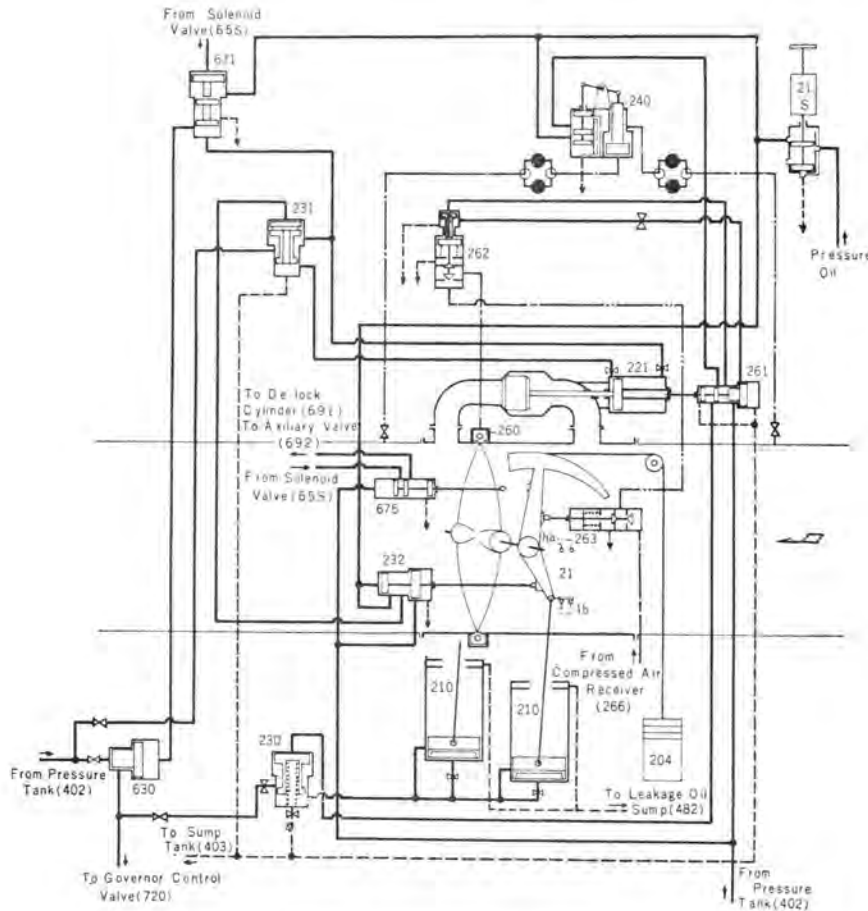


図 10.3 入口弁自動操作系統線図

Fig. 10.3 Inlet valve automatic operation system diagram.

られている。

図 10.1 は水車自動操作系統図を、図 10.2 に圧油装置自動操作系統の詳細を、図 10.3 に入口弁自動操作系

作者から供給されている。

所内排水ピットは発電所の中央、現在据付中の2台の水車と将来増設される2台の水車との間にあって電動排

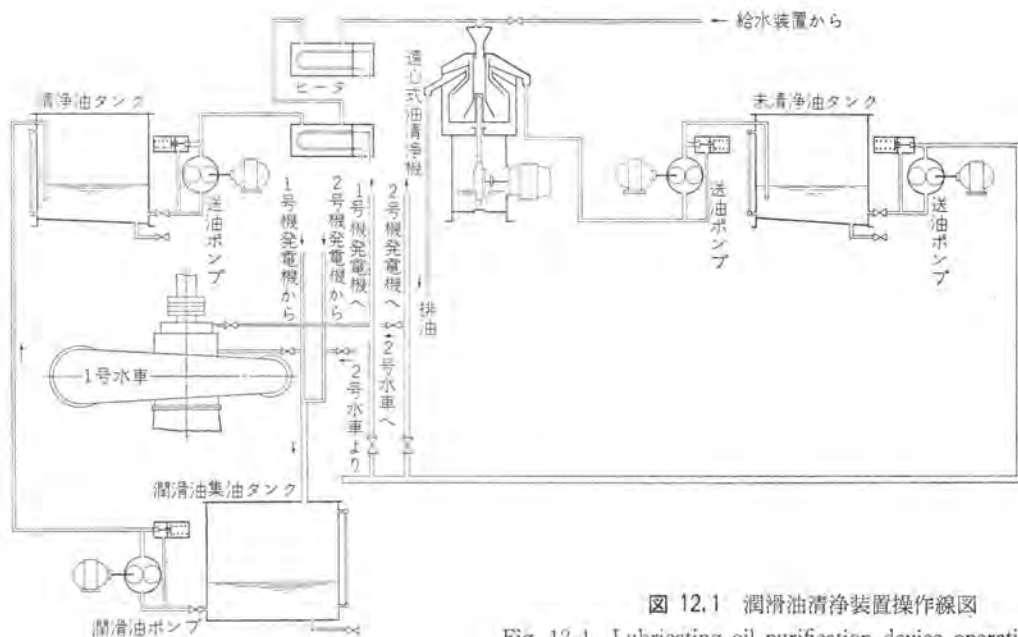
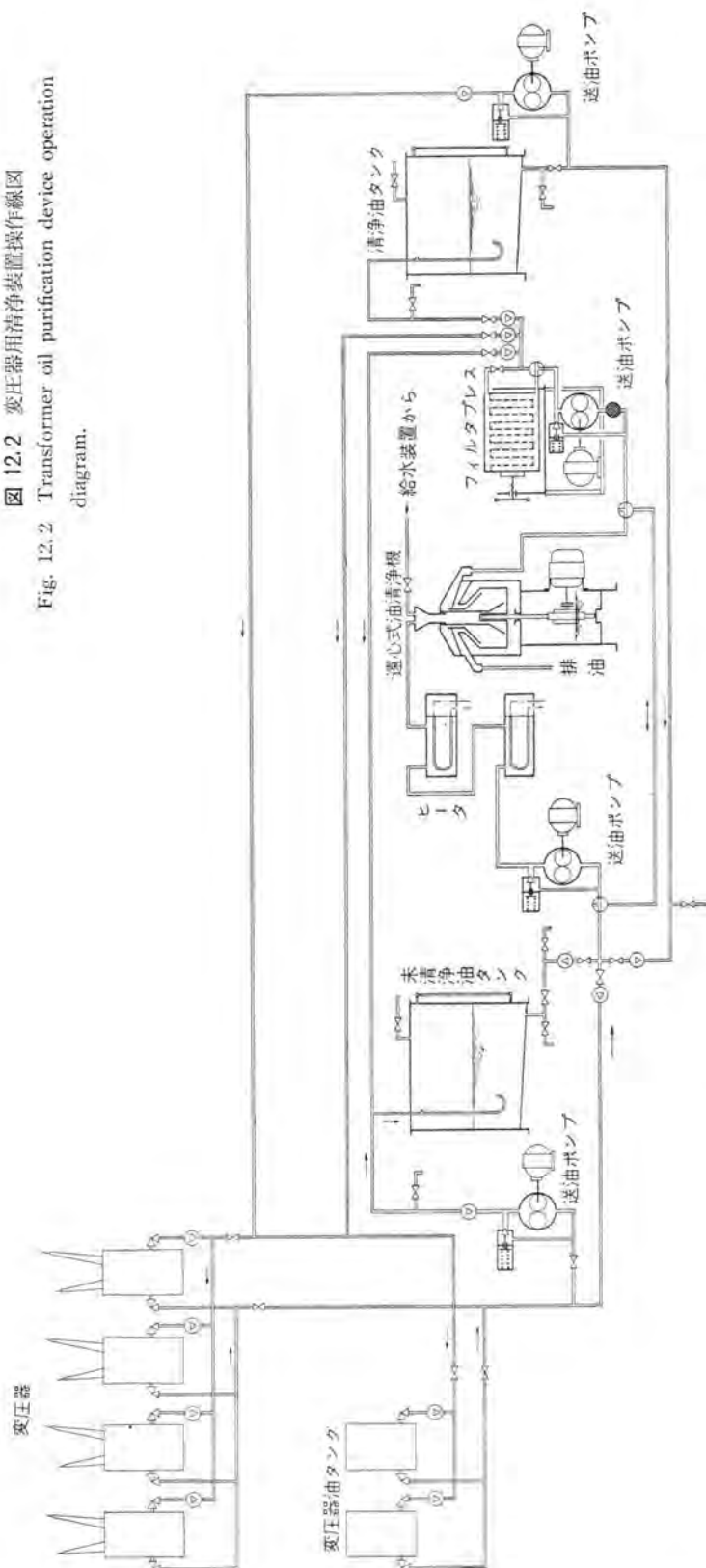


図 12.1 潤滑油清浄装置操作線図

Fig. 12.1 Lubricating oil purification device operation diagram.

図 12.2 変圧器油清浄装置操作線図
Fig. 12.2 Transformer oil purification device operation diagram.



水ポンプ 2 台がある。

12. 油清浄装置

この発電所には潤滑油清浄装置と変圧器油清浄装置とを備え、前者は水車室の横、配電盤室の下に据付けられ、

後者は変圧器室の横に据付けられる。

潤滑油清浄装置は 1 台の遠心清浄機、2 個のヒータ、3 台のポンプと 1 個の油タンクとからなる。油タンクは二つに仕切られ図 12.1 に示すように、一方は清浄油用で他方は未清浄油用でいずれも容量は 2,800 l である。水車発電機の潤滑油は別のポンプにより未清浄油タンクに集められ、そこから 1 台のポンプにより 2 個のヒータを通して遠心清浄機に送られ、清浄にされた油はさらに 1 台のポンプにより清浄油タンクに集められ、そのタンクから 1 台のポンプにより水車発電機の各軸受に返される。

変圧器油清浄装置は 1 台の遠心清浄機、2 個のヒータ、3 台のポンプ、1 台のポンプ付フィルタプレス、1 台のペーパードライヤと 1 個の油タンクとから成る。油タンクは二つに仕切られ一方は清浄油用で他方は未清浄油用で、いずれも 35,000 l の容量をもっている。図 12.2 に示すように各変圧器からの油は 1 台のポンプにより未清浄油タンクに集められるが、未清浄油タンクをバイパスするようにも配管されている。未清浄油タンクの油あるいはこれをバイパスした油は 1 台のポンプによりヒータを通して遠心清浄機に送られ清浄にされるが、さらに遠心清浄機もバイパスできるように配管されている。したがってこのバイパスを利用すればさらに清浄機を通すこともできる。清浄機を出た油あるいはこれをバイパスした油はフィルタプレスのポンプによりフィルタプレスに送られるが、さらにこれをバイパスさせることもできる。フィルタプレスを出た油は変圧器、清浄油タンクあるいは未清浄油用タンクのいずれへも送ることができ、タンクを交換して使用することもできる。清浄油タンクの油もさらに清浄機あるいはフィルタプレスを通すことができ、また 1 台のポンプにより変圧器に返される。

13. むすび

以上谷関発電所用水車についてその概要を紹介したが、工場における詳細な性能試験、強度試験、水圧試験などを経て完成し目下据付中であり、好調な運転にはいることを期待している。

終わりに水車の設計、製作について種々ご指導ご鞭撻をいただいた関係者の皆様方に心から敬意と謝意を申し上げる次第である。

参考文献

- (1) 氷室・山本：田子倉発電所 108,000 kW 水車、「三菱電機」33 巻, No. 9, p. 10 (昭 34)。
- (2) 実用新案 519344 号。

台湾電力公司谷関発電所 50,000 kVA 水車発電機, 運転制御装置および配電盤設備

神戸製作所 三 浦 宏*・松 尾 潔*

50,000 kVA Water Wheel Generators, Control Gear and Switchboards

Kobe Works Hiroshi MIURA・Kiyoshi MATSUO

Two 50,000 kVA water wheel generators, for Ku-Kuan Power Station of the Taiwan Electric Power Company, which were ordered from Mitsubishi three years ago and completed last year at the factory, were a third exported lot to Taiwan in postwar era following those of Tien Leng Power Station and Lung Chien Power Station. The water wheel was built by Mitsubishi Heavy Industry Reorganized for the installation at Ta-cha-chi of the central mountain ranges. The generator is of a conventional vertical machine having a thrust bearing on the rotor. The stator coil is of one turn structure with Dialastic insulation. The thrust bearing has an externally pressurized hydrostatic lubricating system to help out building oil film. It will not be far ahead to begin operation in Taiwan electric world.

1. ま え が き

台湾における電源開発は一般産業のめざましい発展に呼応しきわめて順調な進展をみせている。とくに大甲溪開発計画は台湾中央部を西に流れる大甲溪の水を利用し、台湾全土の包蔵水力 400 万 kW のほとんど 3 分の 1 に相当する 120 万 kW を開発しようとするもので、現在多くの発電所が計画されており、南北にのびる送電線を通して工業地帯に電力を供給する一大電源地帯となるものである。

当社は 1966 年この大甲溪に属する天輪発電所に 3 号機として 25,000 kVA 水車発電機を納入以来、台湾東海岸、花蓮溪の竜潭発電所 54,000 kVA 横軸水車発電機を完成し、さらにこの谷関発電所につづき、北部淡水溪に属する石門委員会、石門発電所 50,000 kVA 2 台をカ形機として製作中で、戦後の台湾電力界にいささかの貢献をして来ている。

谷関発電所は大甲溪に属し、天輪発電所のすぐ上流にあって、最終出力 18 万 kW となるのであるが、今回その第 1 期工事として 50,000 kVA 水車発電機 2 台を製作した。昨年はじめ工場組立試験を好成績のうちに完了し、現在現地で据付作業中で、その完成がまたれている次第であるが、ここに発電機、運転制御装置、配電盤設備の概要を紹介し参考に供する次第である。

2. 設 備 概 要

図 2.1, 2.2 は谷関発電所の主回路単線接続図で主要機器はつぎのとおりである。

水車 53,000 kW 立テ軸単輪単流渦巻 フラシス 水車

	2 台
発電機 50,000 kVA 13.8 kV 60 c/s 300 rpm	2 台
主励磁機 250 kW 220 V	2 台
副励磁機 10 kW 110 V	2 台
主変圧器 57,500 kVA 三相 13.2/151-154-147 kV	
送電線 154 kV 2 回線	

図 2.1 より明らかなように、この発電所は単位母線方式が採用されている。発電機主回路はブスダクトにより地下発電所内の主変圧器および所内変圧器に接続される。発電機の中性点は柱上変圧器で接地されいわゆる高インピーダンス接地である。主変圧器により 154 kV に昇圧された電力はケーブルにより地上の開閉所に至り 2 回線送電線により台湾の主幹線である東海岸幹線に送電される。一方所内動力は発電機母線より分岐し、1, 2 号機に共通な所内変圧器より 208 V に降圧して得ている。この所内電源回路は三相四線式が採用された。そのほか、200 kW の非常用発電機が設けられ所内保安動力の確保に寄与している。さらに、この発電所は 3.3 kV 電線 3 回線を有するが、これは前記 208 V 動力電源より 300 kVA 変圧器より昇圧される。直流電源としては 110 V、360 Ah の蓄電池を備え、充電装置として常用・予備 2 台の 7.5 kW の電動発電機が設けられている。

3. 発 電 機

3.1 発電機の仕様

(1) 主発電機

形式 立テ軸回転界磁閉鎖風道循環形(空気冷却器付)
定格出力 50,000 kVA (固定子巻線温度上昇 60°C)
57,500 kVA (固定子巻線温度上昇 80°C)

電圧 13,800 V
 力率 90%
 周波数 60 c/s
 回転速度 300 rpm
 極数 24 t-m²
 ハズミ車効果 1100 t-m² (保証値)
 無拘束速度 540 rpm (保証値)

短絡比 1.1 以上 (保証値)
 (2) 主励磁機
 形式, 立テ軸開放形, 他励, 差動巻線付
 定格出力 250 kW
 電圧 220 V
 極数 12
 (3) 副励磁機

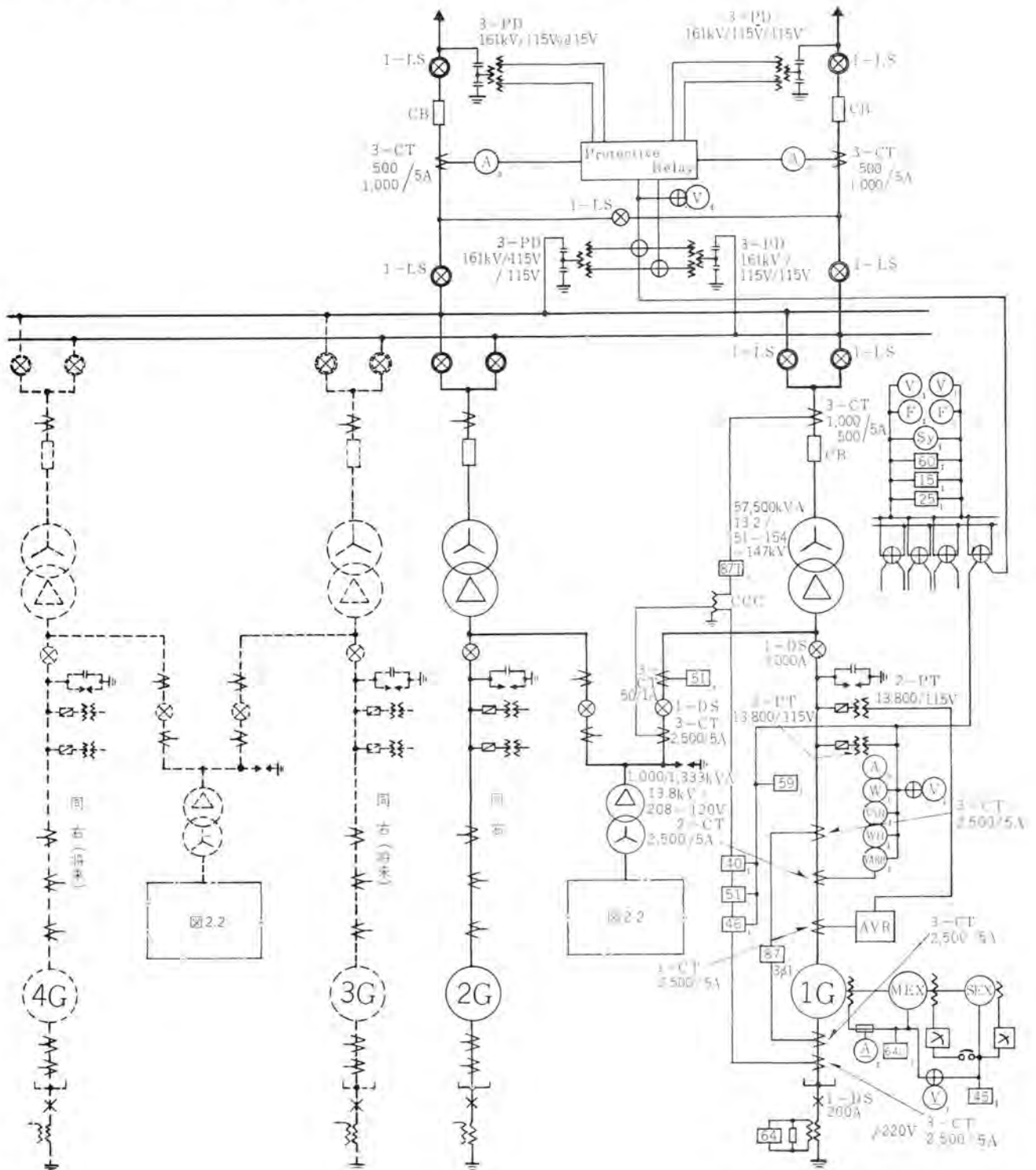


図 2.1 単線接続図

Fig. 2.1 Single line diagram.

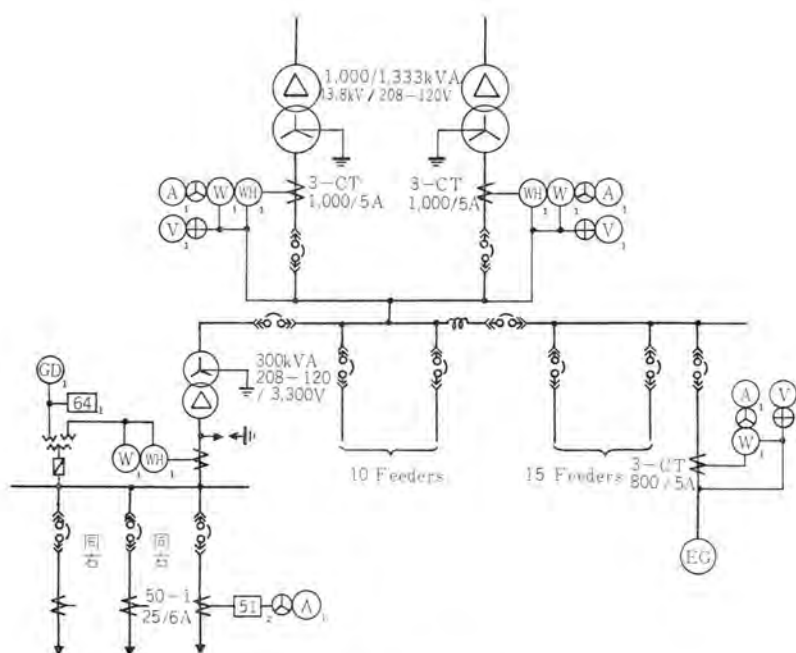


図 2.2 単線接続図

Fig. 2.2 Single line diagram.

形式 立テ軸開放形 分巻

定格出力 10 kW

電圧 110 V

極数 8

(4) ガバナ 電源用誘導形発電機

形式 立テ軸開放形

定格出力 1.5 kW

電圧 110 V

極数 24

周波数 60 c/s

このほか励磁機上部には起動停止確認装置、回転計発電機、運転標示灯を設け、発電機関係の全重量は約 300 t である。図 3.1 は工場において仮組立中の発電機の外観を示す。

発電機形式は普通形で推力軸受を回転子上部に備えている。容量的にはこの形式のものとしては比較的大容量

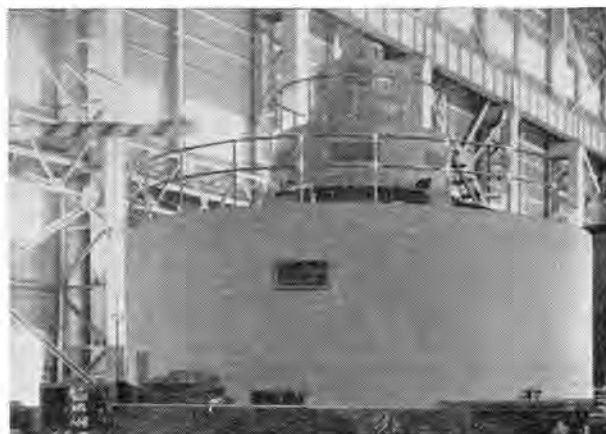


図 3.1 50,000 kVA 水車発電機 (工場組立)

Fig. 3.1 50,000kVA water wheel generator at factory.

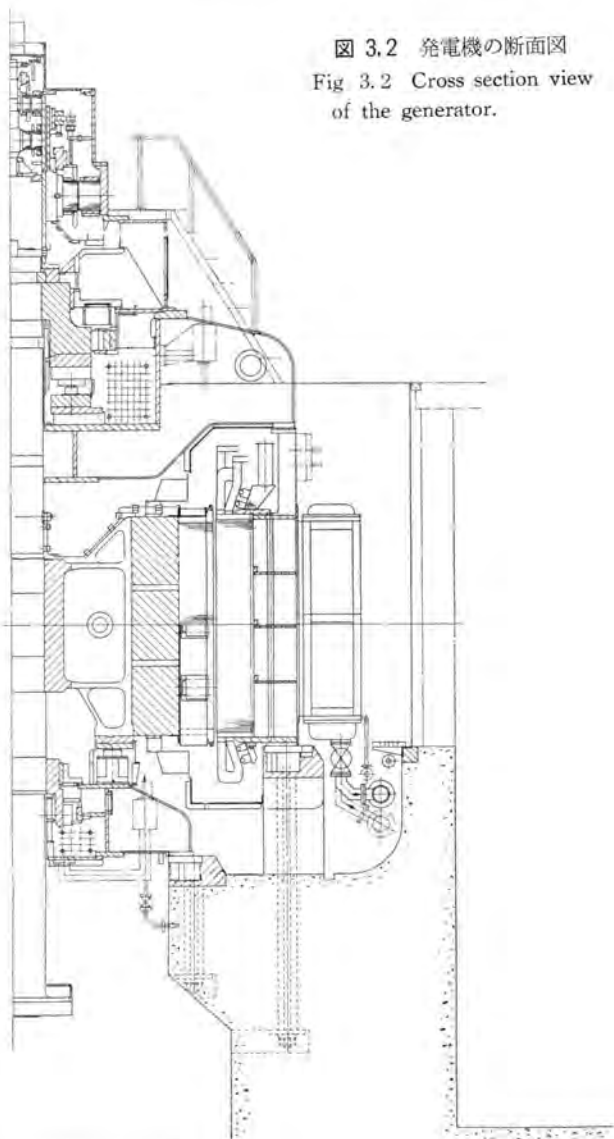
機に属し、国内製品としても屈指のものであって、設計製作の合理化による機器の軽量化に努力するとともに長期にわたる運転の確実、あるいは保守点検の便についてはとくに留意して製作を進めた。

この発電所はセン頭負荷を目的としたもので、起動、停止の回数が多く、推力軸受の補助設備として、オイルリフト装置を設け、軸受面に高圧油を供給するようにした。前に納入した天輪発電所のものは回転子自動持上装置により起動時油膜を作成するのであるが、油膜作成に関し異なった方式を有する二つの発電機がくしくも同じ水系の上下に並ぶことになったわけである。

推力軸受は上部案内軸受とともに同一油そう内にあり、冷却水管で熱損失を取り去る油自蔵式で、軸電流防止装

図 3.2 発電機の断面図

Fig. 3.2 Cross section view of the generator.



置もこの軸受部で行ない、試験用端子を設けている。

固定子コイルは1ターンコイルで、ローベル転位を行ない、当社の誇るダイラシック絶縁をほどこしている。

また発電機室の保温を目的として、風胴にはダンパを有する温風取出用の小窓を設けた。

3.2 発電機の構造

図3.2は発電機の構造を示す断面図である。

(1) 固定子

固定子ワックは内周において鉄心およびコイルを保持するとともに上ブラケットを介して水車および発電機の全回転荷重を支持しており、強度はもちろん振動騒音の点からも十分な剛性が必要である。一方輸送のための分割も考えなければならない。とくにこの発電所は直前にあるトンネルにより寸法、重量が制限され、また工場試験を終えたコイルは鉄心に納めたまま輸送しなければならない。分割数の決定は発電機構造の基本を決めることになるわけで、輸送方法、重量軽減にはとくに入念な検討を行ない、輸送途中のコイル端部保護を主体とした堅牢かつ軽量の荷造方式を計画し、結局3分割で製作した。

鉄心はT級の高級ケイ素鋼板を打ち抜き積重ねたもので図3.3は鉄心をおさめた固定子を示す。

固定子コイルは1ターンコイルとした。1ターンコイルはターン間絶縁がなくなり絶縁信頼度が向上すること、ローベル転位により渦流損が低減すること、層間短絡保護用継電器が不要となることなどの特色を有しているが一方、設計上において固定子溝数の選定が制限を受ける。水車無拘束速度、ハズミ車効果を考慮し、鉄心内径を決定するわけであるが、本機においては溝間隔、溝寸法がかなり大きく電気装荷も比較的高くなり、温度上昇を押えるため通風方式にはとくに留意した。工場において詳細な実測を実施したが、軸方向における風速分布、温度分布ともに均一で温度上昇値も低くすることができた。

コイル絶縁はマイカテープを全長にわたって連続して巻き、含浸剤としてダイレジンを用いたダイラシック絶縁で完全なB種絶縁である。その特性も大幅に向上しており、発足第1号の製品である前述の天輪発電所のものに比較して、わずか数年のへだたりではあるがその進歩に驚いている。図3.4は固定子コイルを示す。

(2) 回転子

図3.5は回転子の全景を示す。つり上げ高さを低くするため主軸には別につり上げ用の溝を設け、特殊のつり金具を用いている。水車無拘束速度540rpmに対し、各部とも十分な安全率を有することはいうまでもない。

主軸は鍛鋼製でこれに鋳鉄製スパイダスを焼パメしている。図3.6は主軸、図3.7はスパイダスをそれぞれ示し、図3.8は主軸にスパイダス、下部案内軸受筒軸を焼パメした所を示している。

スパイダルは鍛鋼製で軸方向に三つに分割され、相互間にはスペーサを入れて通風ダクトを形成している。

スペーサは半径方向に長いものでファン作用をもたせて



図 3.3 鉄心を納めた固定子

Fig. 3.3 Stator frame with core.



図 3.4 固定子コイル

Fig 3.4 Stator coils.

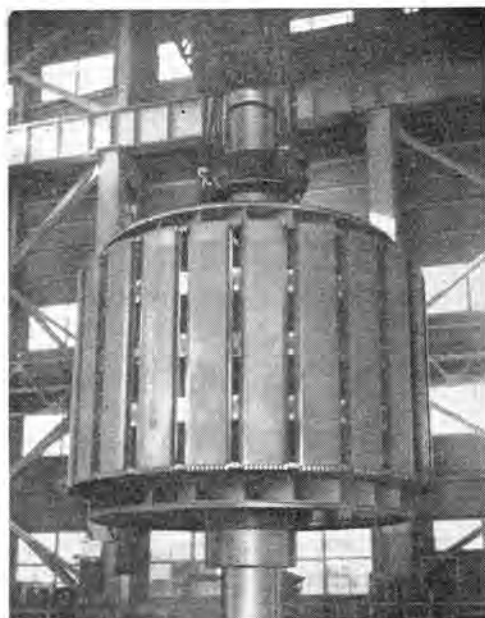


図 3.5 完成した回転子

Fig. 3.5 Rotor completely assembled.



図 3.6 主 軸
Fig. 3.6 Shaft.

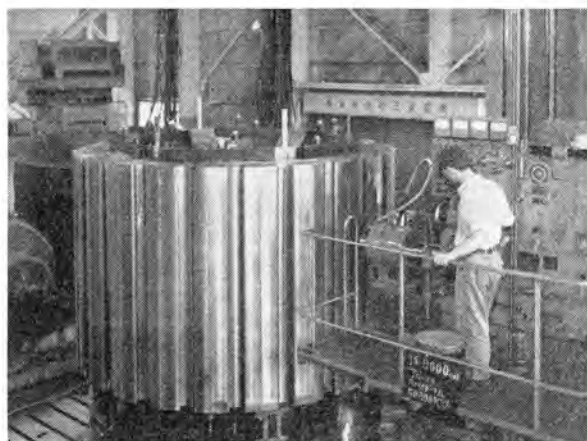


図 3.9 機械加工中のスパイダルリム
Fig. 3.9 Spider rim under machining

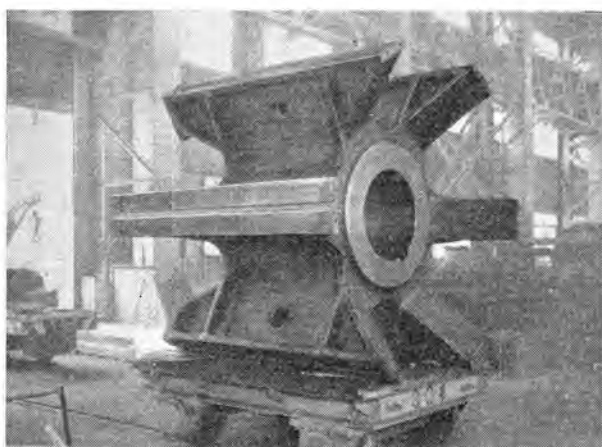


図 3.7 スパイダボス
Fig. 3.7 Spider spoke.



図 3.10 上ブラケット
Fig. 3.10 Upper bracket.

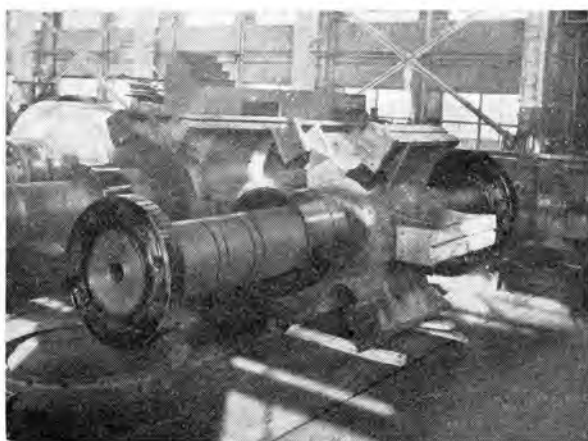


図 3.8 スパイダボスを焼付けた主軸
Fig. 3.8 Shaft with spider spoke.

鉄心中央部の通風を改善し、軸方向風速分布の均一を計っている。リム部分はもっとも大きい機械的応力を受ける所で材料の選定および材料試験には万全の注意を払った。リムはキーを介してスパイダボスに焼付されるわけであるが、このキーは水車トルクを伝えるとともに、過速度時リムがフロートしたときのガイドともなるようにしている。図 3.9 は機械加工中のリムを示す。

界磁鉄心は薄鋼板を積重ね、両端に鋳鋼製端板をあてボルトで締付けた後、ダフテールによってリムに取付ける。磁極頭部には制動巻線棒を備え、その両端は当社独特の Z 形断面を有する短絡片に銀ろう付けされ、これら短絡片は相互に連結されて全体として連続形制動巻線を構成している。

界磁コイルは裸平角銅線をエッジワイズに曲げ、層間絶縁にはアスベスト紙を、また対地絶縁にはアスベスト布および可撓マイカを用い、加熱の上加圧成形し、磁極にそう入する。

界磁コイル間の V 形空間には軽金属のコイル締金を設け、コイルを押えるとともに、絶縁ワッシャのはみ出しの防止やコイル相互の接続をこの部分で行なっている。

ファンとしては所要の風圧を確保するため、両面にリングを有する高能率のラジアル形を使用した。

制動輪は鋼板製のセクタでセン頭負荷発電所のため、使用ひん度の高いことが予想されるが、ブレーキ動作時に受ける熱応力や機械的遠心力に対しても十分耐えうるように計画している。

(3) その他

図 3.10 は上ブラケットを、図 3.11 は下ブラケットをそれ

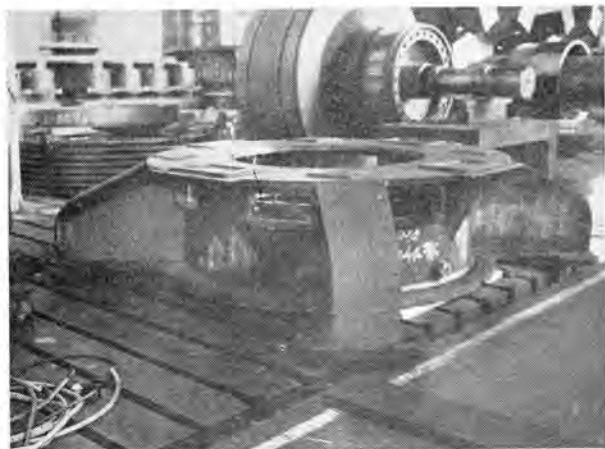


図 3.11 下ブラケット
Fig. 3.11 Lower bracket

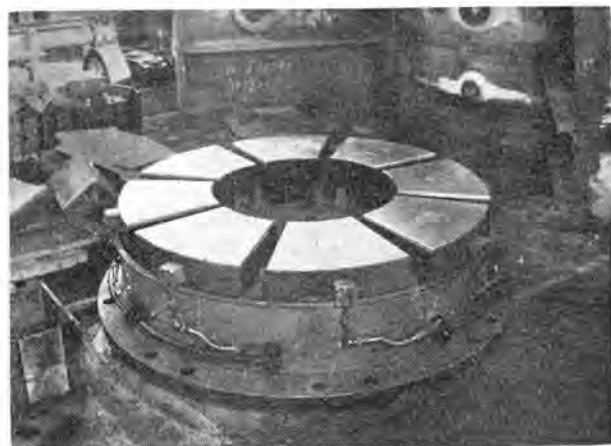


図 3.12 推力軸受
Fig. 3.12 Thrust bearing.

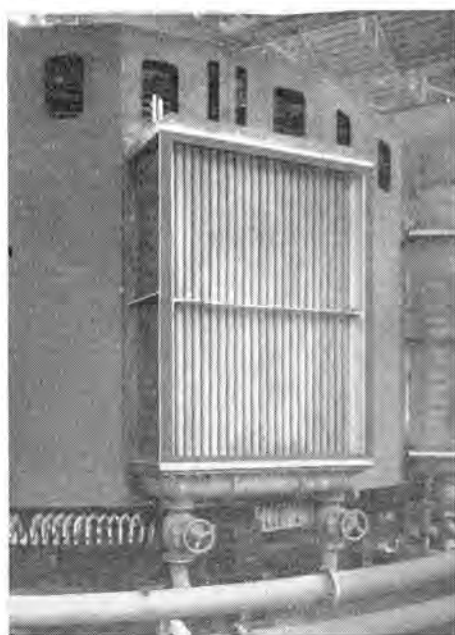


図 3.13 空気冷却器
Fig. 3.13 Air cooler.

それぞれ示す。いずれも鋼板溶接製で中央部は油そうとなつて軸受を納めている。上ブラケットは固定子上部にあり、全回転荷重を支持するとともに、案内軸受をとおり、半径方向荷重もささえなければならず、がんじょうに製作し、固定子ツクと一体となつて十分の剛性を有するようにしている。

推力軸受はキツスベリ形、上部、下部案内軸受はセグメント形のそれぞれ当社標準方式で、推力軸受、上部案内軸受は一体として上ブラケット油そうに、また下部案内軸受は下ブラケット油そう内に納め、併置した冷却水管によって軸受冷却を行なっている。図 3.12 は推力軸受の外観である。この形式の推力軸受は現在非常に多くの発電所で用いられており信頼度もまた絶大である。しかしセツ頭負荷発電所などで起動停止の頻度が高く、またそれが高温の油中に行なわれる機会が多い場合は軸受起動時における安全度を最大にするとともに停止時の異常摩擦防止を目的としたなんらかの補助手段を講ずることが考えられる。これには回転子をジャッキで持上げて軸受面を機械的に切離し、油を流入させる方法と、外部でポンプにより加圧した油を直接軸受面に送りこむ方法とがあり、前述の天輪発電所には前者を適用したのであるが、今回は客先希望もあつて、後者を採用した。この方法では起動時だけでなく停止時回転数が低下した場合にも使用できる利点を有している。

高圧油の導入は軸受扇形片のほぼ幾何学的中心で行なうのであるが、荷重支持に十分な油膜を形成しうだけの圧力と分量を有する油を入れなければならず、また油導入口はこの油がまんべんなく軸受面にゆきわたり、かつ定常運転中の油膜形成をさまたげないようにする必要があり、図 3.2 に示すような環状溝を使用した。高圧ポンプは推力軸受そうに近接した上ブラケット足間に設け、軸受油そう内の油をフィルタを通して使用し、異物混入の防止をはかった。1 台の高圧ポンプから 8 個の扇形片に油を供給する関係で各扇形片の負荷状態が異なってもそれぞれ必要な油圧と油流を確保できるよう適当なオリフィスプレートを設けている。また運転中の油膜はちょうど油導入口のある中心部においてもっとも高圧となるので、油の逆流防止のためチェックバルブを設けた。この方法ではとにかく保守点検の要を最小にし、かつ運転確実なことがもっとも要求されるのであつて、各部品には十分精選されたものを使用し信頼度の高いものとした。動作がすべて自動的に行なわれることはもちろんである。

軸電流防止絶縁は推力軸受、上部案内軸受で行ない、絶縁層の中間に設けた点検用端子により簡単に絶縁状況を調べることができる。(実用新案 495274, 528542)、油そう内外からの油霧、油泡漏れ防止については当社はすでに標準方式を確立しており、まったく問題のない状態になっている。(実用新案 430265, 430266, 457904)。油そうには油面継電器、冷却水管には流量指示装置付流水継電器を設けており、また各軸受の温度測定には温度測定

用素子、角形温度計を備えているが、これらは外部から簡単に取換えてできるようになっている。

(実用新案 481739)。

ブレーキは圧縮空気自動式で回転子支持用としては別に手動高圧ポンプで操作されるジャッキを有し、いずれも下ブラケットに設けている。

空気冷却器はフィン管を用いた表面冷却形で図 3.13 に示すように直接固定子ワックに取付け、機内の温風を冷却する。

風道は鋼板製で振動、騒音を発しないよう、また十分な気密を保ちうるようがんにょうに製作している。発電機室に温風を取出すため風道に小窓を設けて固定子ワックと小さい通気ダクトで連絡し、ダンパを置いて、万一火災などの場合には自動的に閉鎖できる構造をとっている。

消火装置としては炭酸ガス消火装置を用い、差動継電器、サーモスタットの作動により自動的に消火作用を行なう。もちろん手動操作でも炭酸ガスの放出は行ないうる。

風道内照明にはケイ光灯を使用し、また防湿用スペースヒータを設けている。温度計や継電器などの制御器具の端子や励磁機関係の端子はすべて 1 個所にまとめて固定子ワック側面に配列し、保守点検の便をはかっている。

(4) 励磁機

励磁機部分は主副励磁機、集電環、ガバナ電源用誘導子形発電機、起動停止確認装置から構成され、主励磁機および集電環を外輪とし、そのほかを内輪とした二重構造で主励磁機内部空間を有効に利用し、高さの減少をはかり、またブラシ点検を要する部分を一個所にまとめ、保守の便をはかっている。通風方式は開放形で 2 組のファンにより内外二つの並行通風路により温風を放出する。主励磁機は主界磁コイル、差動界磁コイルからなり、主界磁コイルは BJ 形自動電圧調整器で制御され、優秀な即応励磁方式を確立している。

(5) 試験成績

工場で発電機本体を組立て、無拘束速度試験を含む詳細な試験を実施し特性を確認した。

図 3.14 は無負荷飽和曲線および短絡曲線である。短絡比は保証値 1.1 を十分上回り、電圧変動率は力率 0.9 および 1.0 において、それぞれ 26.4%、15.6% であった。

図 3.15 は無負荷時の線間電圧波形で、波形狂い率は 1.35% であった。

損失および効率曲線を図 3.16 に示す。全負荷効率は力率 1.0 で 98.29%、力率 0.9 で 98.01% となり、保証値を大幅に上回った。

図 3.17 は三相突発短絡試験の結果で、これらより求めた各種リアクタンスは下記のとおりである。

直軸同期リアクタンス	$x_d = 95.2\%$
直軸過渡リアクタンス (不飽和値)	$x'_d = 34.2\%$
直軸次過渡リアクタンス	$x''_d = 24.2\%$
横軸次過渡リアクタンス	$x''_q = 26.6\%$

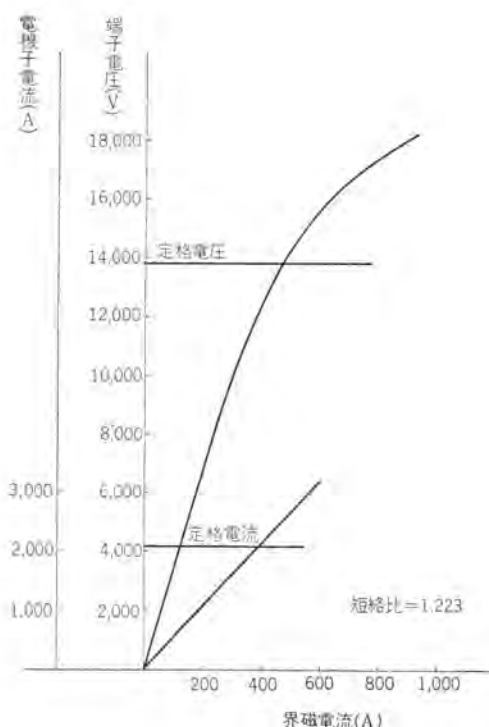


図 3.14 無負荷飽和曲線および短絡曲線

Fig. 3.14 No load saturation and short circuit curves.

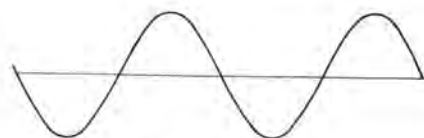


図 3.15 電圧波形

Fig. 3.15 Wave form of the generator voltage.

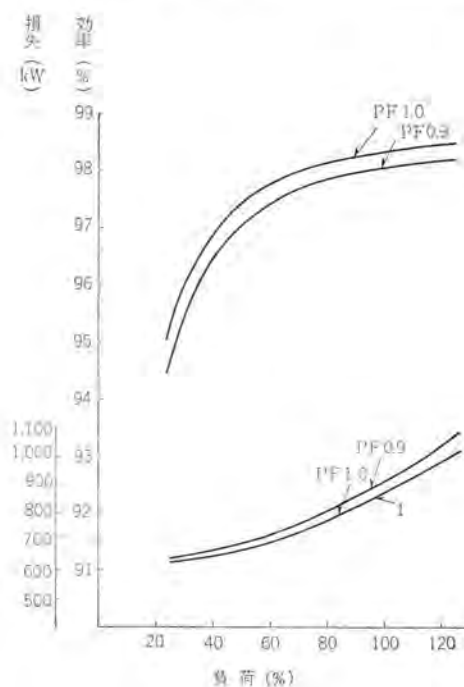


図 3.16 効率および損失曲線

Fig. 3.16 Loss and efficiency curves.

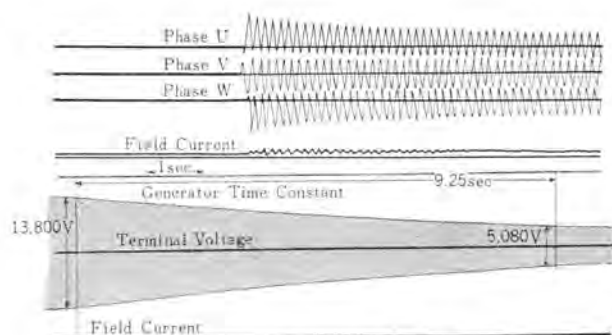
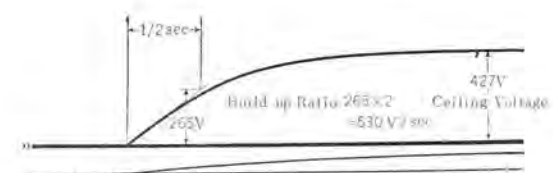
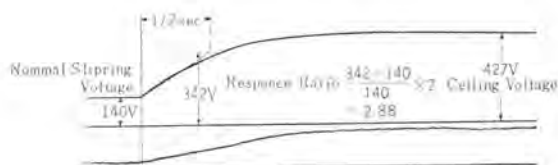


図 3.17 三相突発短絡電流波形

Fig. 3.17 Oscillogram of three phase sudden short circuit current.



Main Exc build up test (1)



Main Exc build up test (2)

図 3.18 励磁機電圧上昇曲線

Fig. 3.18 Oscillogram of building-up rate of the main exciter.

逆相 リアクタンス	$x_2 = 25.4\%$
零相 リアクタンス	$x_0 = 12.1\%$
直軸次過渡時定数	$T'_d = 0.0567 \text{ sec}$
直軸短絡過渡時定数	$T''_d = 2.27 \text{ sec}$
直軸開路過渡時定数	$T'''_d = 9.25 \text{ sec}$

等価温度上昇試験によると固定子コイルの推定温度上昇は保証値 60°C に対し 52°C であった。固定子コイルについては商用周波、衝撃波の絶縁耐力試験はもちろん絶縁抵抗、直流吸収、 $\tan \delta$ の測定を行ないいずれも好成績をおさめた。

励磁機単独の電圧上昇曲線は図 3.18 に示すとおりで、電圧上昇率 530 V/s 、頂上電圧 427 V 、即応比 2.88 であった。

最後に無拘束速度試験を行ない、回転数を 540 rpm まであげて 1 分間保持したわけであるが、各軸受の温度上昇も低く、振動、軸振れもきわめて小さく、各部とも異常なく試験を完了することができた。

4. 運転制御装置

運転制御方式は通常の半自動一人制御方式であるが、切換スイッチにより任意に調相機運転が可能である。

4.1 補機関係

圧油ポンプは電動機駆動・小水車駆動各 1 組の組合せで、配電盤室にて電動・小水車ポンプのいずれをも常用機として制御できる。

冷却水は放水路よりのポンプによる取水と水圧鉄管よりの取水の 2 組があるが、前記は常用、後者は非常用である。冷却水はいったん水そうに貯水されそれぞれ必要な個所へ給水される。冷却水の制御は配電盤室の操作スイッチにより制御される。

圧縮空気ポンプは圧油そうへの初期充気用を使用するほか制動用および調相機運転時の吸出管水位押し下げ用を使用される。このポンプの制御は圧力継電器により自動運転される。

そのほか水位により自動制御される水車ケーシング排水用ジェットポンプ、所内用排水ポンプなど自動制御発電所としての機能を十分に発揮するに足るものである。

また、水車流量指示計、流量積算計、圧油そう油面計などを配電盤室に備え監視計測にも十分注意が払われている。

4.2 起動方式

起動方式は従来より広く使用されている起動停止確認装置による緩起動方式である。すなわち、起動停止確認装置により負荷制限電動機を間接的に操作し徐々に案内羽根を開き、起動を確認すれば(数回転)負荷電動機を操作を止め円滑な起動を遂行させる緩起動方式である。

起動停止確認装置は上記の緩起動に使用するほか、水車停止後の制動の弛緩など各種の自動制御に広く使用されている。

4.3 調相機運転

前述のようにこの発電所は調相機運転を行なうが、当初から調相機として起動運転することができるほか、発電機運転より調相機運転へ、また調相機運転より発電機運転へ任意に切換えることできる。

4.4 遠方監視制御

この発電所の所属する大甲溪系統の電力系統の中心はこの発電所下流の天輪発電所にあり、この発電所においてこの系の電力調整を行なっている。

したがって、天輪発電所で下記のような制御、監視が可能なような装置が付加されている。

- (1) 負荷制御
- (2) 電圧制御
- (3) 総合電力監視(常時)
- (4) 総合無効電力監視(常時)
- (5) 154 kV 母線電力監視(常時)
- (6) 水位(常時)

制御項目は上記のように少ないので制御方式としては簡単な整流式がとられた。負荷の増減、電圧の増減は 2 台の発電機を同時に制御できるようになされている。このための連絡線は 3 本である。

監視はその電気量、機械量をその量に比例したパルス量に変換して伝送する方式である。これらの監視は常時監視であるので監視項目ごとに専用の連絡線を設けている。

4.5 その他

その他、自動電圧調整器は界磁抵抗器形、自動同期装置は電子管式のもので従来のものと変わったものではないが、自動制御発電所の機能を十分に発揮できるよう細心の注意を払った上自動制御装置が選択されている。

5. 配電盤

配電盤室に設置する配電盤は3群に分れている。すなわち、発電機、送電線、所内関係のそれぞれの群に分れている。盤の構造は前2者は垂直自立形両面盤、後者は垂直自立形片面盤である。また、同期検定盤は電動可揺式とし保守の便を図っている。図5.1および図5.2は前2者の外観である。

界磁シヤ断器および界磁調整器はキュービクルに収納した。その外観を図5.3に示す。

200 V 低圧シヤ断器は DB-50 形気中シヤ断器を使用した。シヤ断器は引出形としパワーセンタに収納した。図5.4はその外観である。

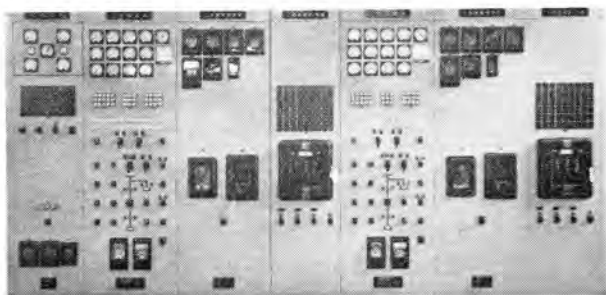


図 5.1 主配電盤

Fig. 5.1 Main switchboard.

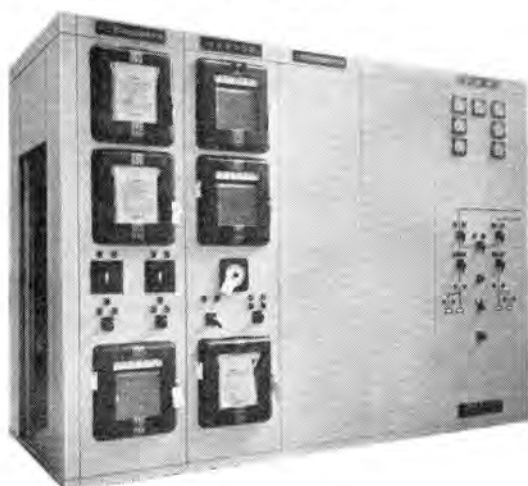


図 5.2 補助配電盤

Fig. 5.2 Auxiliary switchboard.

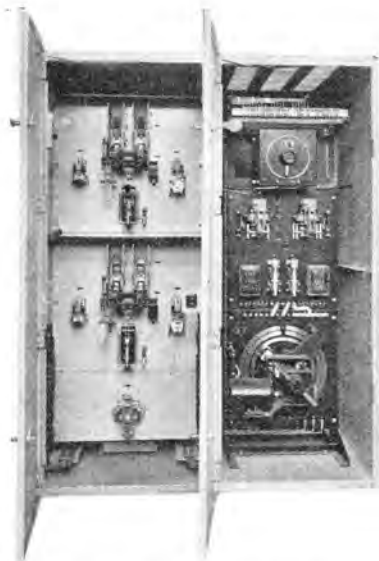


図 5.3 界磁シヤ断器および界磁調整器 キュービクル
Fig. 5.3 Field breaker and regulator cubicles.

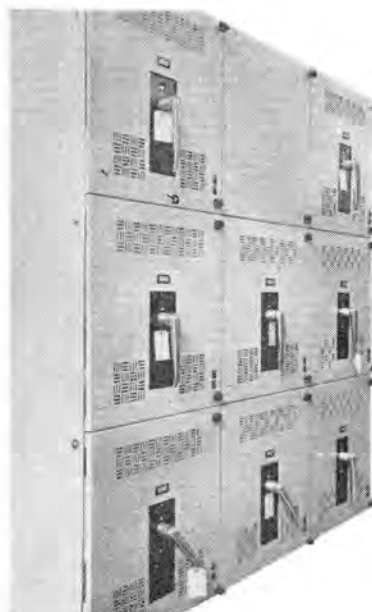


図 5.4 パワーセンタ

Fig. 5.4 Power center.

6. むすび

以上、発電機、運転制御装置および配電盤の概要についてのべたが、本機は目下鋭意据付中である。本機も先に納入された天輪・竜洞両発電所に劣らない好成績裡に運転を開始し台湾の電力界に貢献する日の遠からんことを祈るものである。おわりにのぞみ、いろいろとご指導を賜った孫総工師ほか台湾電力公司各位に厚く感謝の意を表わす次第である。

12 kV 1,000 MVA 3,000 A 新形磁気シャ断器

伊丹製作所 五十嵐芳雄*・富永正太郎**・桜井武芳**

12 kV 1,000 MVA 3,000 A New Magnetic Air Circuit Breakers

Itami Works Yoshio IGARASHI・Shōtarō TOMINAGA・Takeyoshi SAKURAI

Type DHM magnetic air circuit breakers with a center blow-out type arc chute developed recently have so excellent interrupting performance that it has become possible to manufacture the high-voltage large-interrupting capacity units which was regarded as impossible so far by using magnetic blow out principle. By adding to this center blow out system, arc chute plates capable of producing two parallel arc columns, leakage flux suppressor coils, special exhaust chimneys and deionizing grids, Mitsubishi has succeeded in developing a 12 kV 1,000 MVA 3,000 A unit which is of the maximum capacity as a magnetic air circuit breaker in this country. It is considered that this design may be extended further to the higher rating magnetic air circuit breakers.

1. ま え が き

磁気シャ断器は、そのすぐれた性能と多くの使用実績によりますます普及されようとしているが、最近当社で従来のものと消弧室の構造を異にするいわゆる センタ・ブローアウト式消弧室を備える DHM 形磁気シャ断器の製作に成功し⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾、各方面にその優秀性が認められるようになった。この方式によれば、既存の定格のもの小形化はもちろん、従来、磁気シャ断器では製作不可能と考えられていた高圧大容量のものも製作可能となり、磁気シャ断器の活躍する分野もさらにひろげられつつある。この一つのあらわれとして、このたび現在わが国では磁気シャ断器としては最大容量と考えられる 12 kV

1,000 MVA 3,000 A シャ断器が開発されたので、その構造、性能などについて紹介する。

図 1.1 に外観を、図 1.2 に外形寸法図を示す。

2. 定 格

このシャ断器の定格はつぎのとおりである。

定格電圧	12 kV
定格電流	3,000 A
定格シャ断容量	1,000 MVA
定格投入電流	131.3 kA
定格短時間電流	48.1 kA
定格シャ断時間	5 サイクル
定格開極時間	0.06 秒



図 1.1 10-DHM-100 12 kV 1,000 MVA 3,000 A 磁気シャ断器

Fig. 1.1 Type 10-DHM-100, 12 kV 1,000 MVA 3,000 A magnetic air circuit breaker.

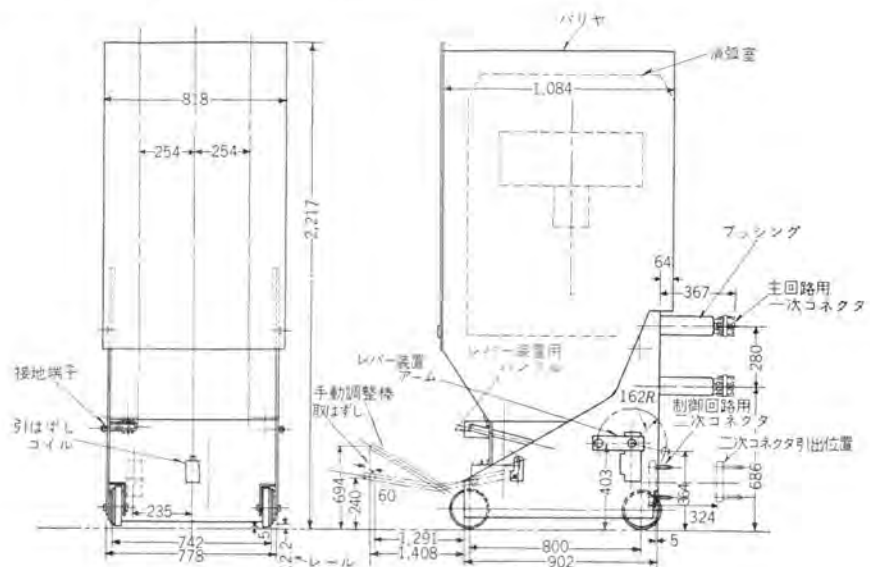


図 1.2 10-DHM-100 3,000 A 磁気シャ断器外形寸法図

Fig. 1.2 Outline dimensions of type 10-DHM-100, 3,000 A magnetic air circuit breaker.

絶縁階級	10 号 A
定格再起電圧	II 号 15 ke
標準動作責務	甲号または乙号
定格投入操作電圧	DC 100 V
定格引はずし電圧	DC 100 V

3. 消 弧 室

さきに発表された センタ・ブローアウト 式消弧室⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾と同様、図 3.1 に示すように H 形磁極を使用し、吹消コイルを消弧室の中央部におき、消弧板は 2 群に分かれているので、従来の U 形鉄心のばあいより各消弧板が吹消コイルに近くなり、はるかに強力かつ均一な磁界が得られるため、消弧室の全部にわたって消弧板の消弧作用がきわめて強いものになっており、また開極極間の電位分布も U 形鉄心に比べて良好で、比較的短い開極距離で容易に目的の衝撃電圧耐圧値を得ることができるが、さらに 12 kV 1,000 MVA のような大容量の要求に応ずるため、とくに以下にのべる並列アークを発生させる消弧板、モレ 磁束抑制 コイル、特別な排気 ミツ と消 イオン 板、などを採用した。

3.1 並列アークを発生させる消弧板

この シュ断器のように、きわめて高圧大容量の シュ断性能をうため消弧室内の アーク 路には特別のざん新なくふうが試みられた。すなわち図 3.2 に示されるように中央に V 形ミツをもつ消弧板 (a) と 2 個の V 形ミツを左右に備える消弧板 (b) とを図 3.2 に見られるよう交互に並べ、アーク が消弧室の上部に駆動されるに従い、ある一定電流値以上では B 断面、C 断面とアーク が上昇するにつれて二つの並列 アーク が発生し、それぞれのミツの上部に吹上げられて消 イオン 効果を倍加するよ

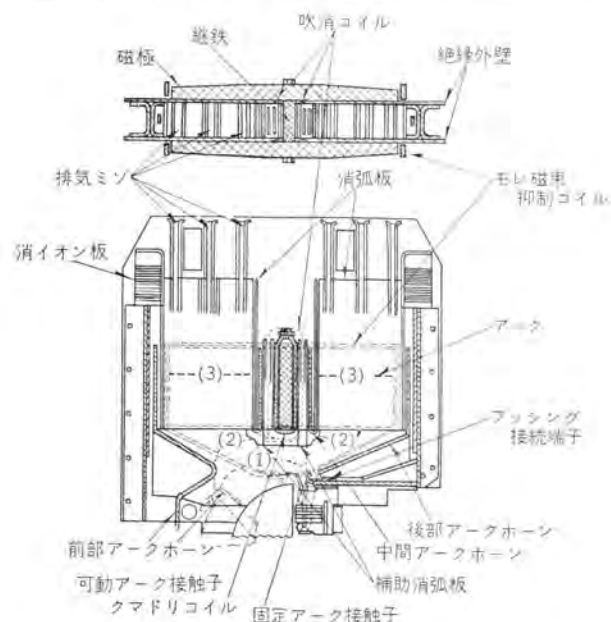


図 3.1 12 kV 1,000 MVA センタ・ブローアウト 式消弧室構造説明図
Fig. 3.1 Interrupting chamber of 12 kV 1,000 MVA magnetic air circuit breaker.

12 kV 1,000 MVA 3,000 A 新形磁気 シュ断器・五十嵐・富永・桜井

うになっている。消弧板は従来のものとはほぼ同じ熱的衝撃に強く吸湿性の少ない耐熱磁器板⁽⁸⁾である。図 3.3 に実際数十回にわたる シュ断試験後のこれら消弧板の写真を示すが、アーク が二つの ミツ 内を上方へ駆動されていることがあきらかにわかる。

3.2 モレ 磁束抑制 コイル

このように高圧大容量の消弧室は必然的に磁極も エア・ギャップも大きくなり、したがってモレ 磁束、すなわち

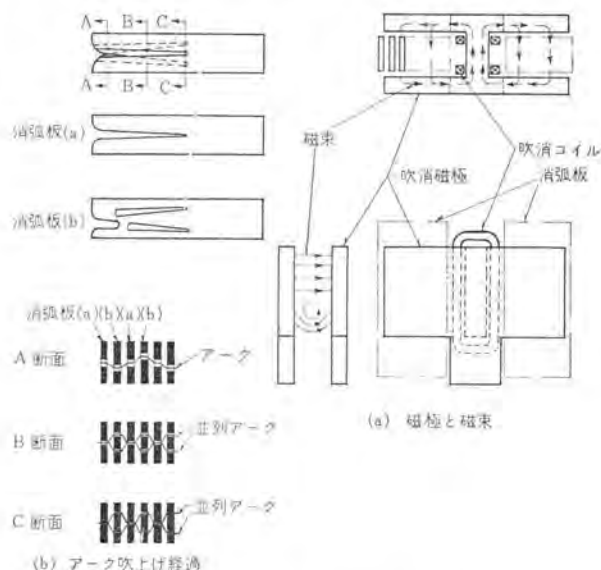


図 3.2 10-DHM-100 消弧原理説明図
Fig. 3.2 Diagram showing the arc extinguishing mechanism of 12 kV, 1,000 MVA arc chute.

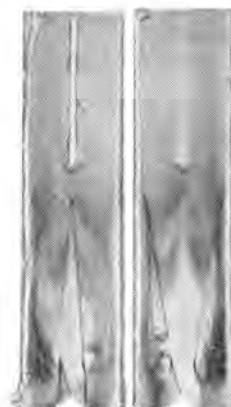


図 3.3 シュ断試験後の主消弧板
Fig. 3.3 Photograph showing the condition of arc chute plates after a series of interrupting tests.

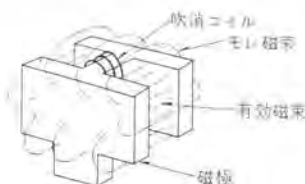


図 3.4 有効磁束とモレ 磁束
Fig. 3.4 Effective flux and leakage flux.

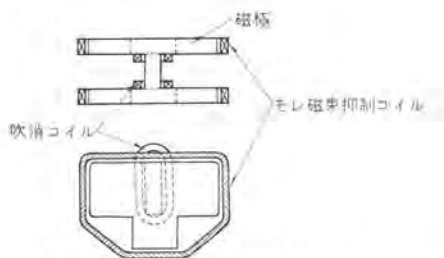


図 3.5 H 形磁極に モレ 磁束抑制 コイル をつけたところ
Fig. 3.5 H type core with leakage flux suppressor.

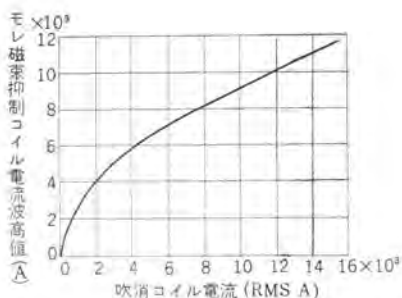


図 3.6 吹消 コイル 電流と モレ 磁束抑制 コイル 電流との関係
Fig. 3.6 Curve showing leakage flux suppressor current as a function of blow out coil current.

直接 アーク の駆動に寄与しない磁束も多くなる。図 3.4 に H 形磁極の有効磁束とモレ 磁束との関係を示したが、実際の測定によればこの種の磁極構造ではモレ 磁束は有効磁束とほぼ同程度もあることが判明しており、これを抑制すれば磁束密度は大幅に上昇し、消弧性能は飛躍的に増大することが考えられる。そこで図 3.5 のように、磁極のまわりに閉回路を形成する銅帯のモレ 磁束抑制 コイル を設けると、磁極内面より出る有効磁束はこのコイルには鎖交しないが、一方の磁極の外面より出るモレ 磁束はすべてこのモレ 磁束抑制 コイル に鎖交し、他方の磁極外面にはいるときもふたたび鎖交する。したがって、これらモレ 磁束により抑制 コイル 内に逆起電力が生じて、電流を流し、モレ 磁束を抑制して逆に有効磁束を増加させる結果となる。図 3.6 に吹消 コイル 電流とモレ 磁束抑制 コイル の電流との関係の一例を、図 3.7 に抑制 コイル のあるばあいとないばあいの エアギャップ の磁束密度の比較の一例を示すが、図 3.7 からあきらかに抑制 コイル をつけるとエアギャップ の磁束密度は 70% 以上も増加することがわかる。

3.3 排気ミゾと消イオン板

大電流 アーク による大量の イオン 化されたガス を能率よく排気するため図 3.1 に示すように消弧板積層の間に 6 か所、排気ミゾを設けた。また、消弧室の前後には金網の消イオン板をつけ、アーク・ホールより吹上げられるガスが消弧室外部でフラッシュオーバーをおこさないようにくふうされている。

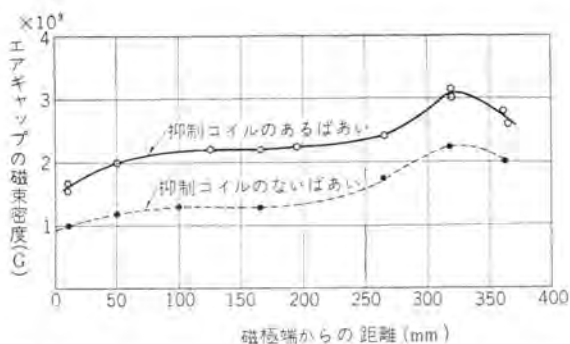


図 3.7 吹消 コイル に 15,400 A (RMS) を流したばあいのエアギャップの磁束密度

Fig. 3.7 Flux densities midway between the poles in a breaker field at 15,400 A RMS amperes, with and without leakage suppressor.



図 3.8 12 kV 1,000 MVA 消弧室断面
Fig. 3.8 Section of 12 kV 1,000 MVA interrupting chamber.

3.4 消弧過程

図 3.1 において、可動接触子アームが開けば、アークは (1) のように発生する。このアークは、ループ回路による電磁力、上昇気流、磁極の影響、補助空気吹付作用などにより上昇し、補助消弧板によって吹消 コイル に並列の部分はずみやかに消弧され、吹消 コイル の両側に (2) (2)' に分けられ、吹消 コイル がアークに直列にそう入される。ここでアークはシャ断電流の磁界によりさらに上方へ駆動され、図 3.2 A, B, C 断面に見られるように主消弧板の V 形ミゾに追いこまれて並列 アーク となり、引のばされ消イオンされてシャ断が完了する。

吹消 コイル 付近にはクアドリコイルがあり、吹消磁束の位相を電流位相より適当におくらせるようにしてある。これは消弧にもっとも重要な電流零値においても磁束が残存し、残留イオンを吹消すようにすればシャ断容量も増加できることが実験的に判明しているので、これを実際に適用したものである。図 3.8 に外壁を取はずした消弧室の写真を示す。

4. 接 触 部

定格電流 3,000 A、定格短時間電流 48.1 kA という大電流定格を満足するため図 4.1 に示すように、アーク接触子および中間接触子はバット形、主接触子はフィンガ形を採用し、いずれも耐弧性耐摩耗性のすぐれた銀タングステン接点を使った。可動接触子アームは 4 枚の銅板より形成され、下部ブッシング頭部に回転中心部においてカウワッシャにより締めつけられ銀メッキされた面と面接触し

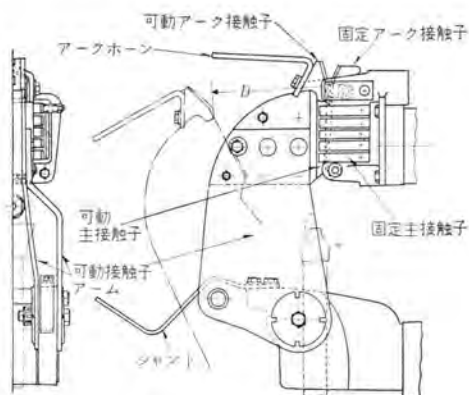


図 4.1 接触部説明図

Fig. 4.1 Arrangement of contacts.

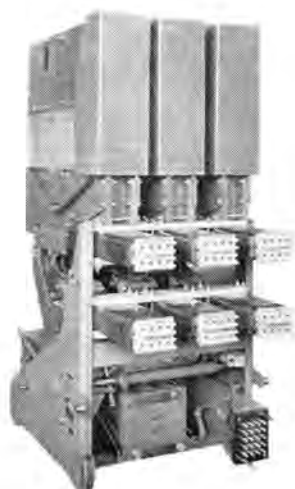


図 4.2 プッシング側からみた 10-DHM-100 磁気 シャ 断器
Fig. 4.2 Type 10-DHM-100 as seen from bushing side.

ており、構造簡単で十分な電流量をもっている。

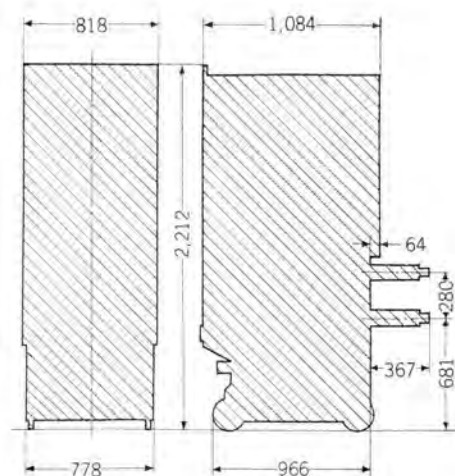
プッシングは、中空角形導体で先端はメタルクラッドにシャ断器がそう入されるときの自動的にメタルクラッド側に接続されるよう図 4.2 に見られる 4 列の精密鍛造された銅のフィンガを備えている。

5. その他の構造

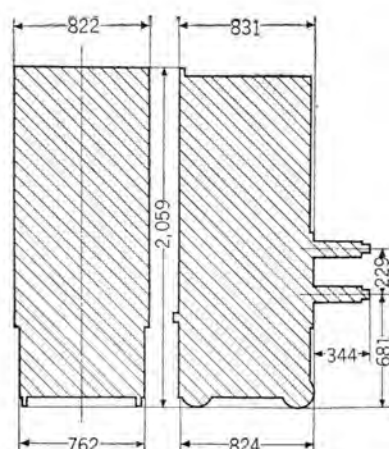
操作機構はすでに発表されている 3.6 kV 300 MVA シャ断器⁽⁵⁾とほぼ同じ構造のもので、十分な機械的寿命をもたせると同時に 1,000 MVA 短絡電流投入に際してのきわめて大きい電磁力に対しても十分な投入力を得るため接触位置に近づくほどレバー比による能率がよくなるように設計されている。

その他、小電流シャ断時に磁気吹消作用を助けるための補助空気吹付機構、断路用レバー装置、制御回路用二次コネクタ操作装置などは、大体これまでの DHM 形シャ断器⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾と同様の構造がとられている。図 5.2 にレバー装置を利用して消弧室を持ちあげ、接触部を点検できるようにしたシャ断器を示す。

このようにセンタ・ブローアウト式に加うるにとくに、高 12 kV 1,000 MVA 3,000 A 新形磁気 シャ断器・五十嵐・富永・桜井



(a) 10-DHM-100 (12 kV 1,000 MVA 3,000 A)



(b) 10-DH-50 (12 kV 500 MVA 2,000 A)

図 5.1 10-DHM-100 と 10-DH-50 との外形比較
Fig. 5.1 Outline dimensions of type 10-DHM-100 and 10-DH-50.

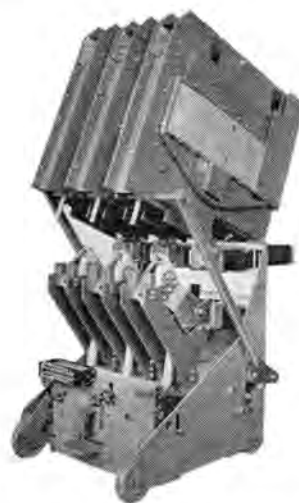


図 5.2 レバー装置で消弧室を上げた 10-DHM-100 磁気 シャ断器

Fig. 5.2 Type 10-DHM-100 with the arc chute lifter in operation.



図 5.3 10-DHM-100 磁気 シャ 断器の
メタルクラッド 用 モデル

Fig. 5.3 Model for metal-clad housing of
10-DHM-100 magnetic air circuit breaker.

圧大容量に適するようにくふうされた消弧
室と、これらにともなう各部の高性能化に
より、従来の 12 kV 500 MVA 2,000 A
シャ 断器とその外形寸法を比較すると、
図 5.1 のように、容量は 2 倍になっている
にもかかわらず幅はほぼ同じで、奥行きは約
20%、高さは約 7% 増したにすぎない。

この シャ 断器は、単独据付にも用いられ
るが、メタルクラッド 用に設計されており、製作にあたって
外形寸法は完全な互換性のあるよう完備した治具が用い
られ、メタルクラッド 側も図 5.3 に示すような モデル により
互換性が検査されている。

6. 試験 結果

6.1 短絡試験

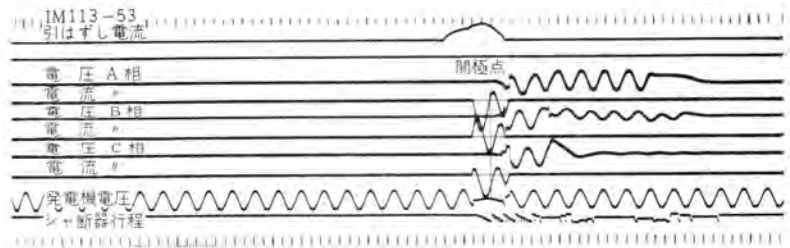
シャ 断試験はすべてメタルクラッド・ハウジング 内で行ない、
実際の使用状態とまったく同じ条件で行なった。表 6.1
に短絡試験成績の一部を、図 6.1 に表 6.1 試験番号
1M113-53~55 の オシログラム を示した。設備の関係で
12 kV の シャ 断試験は、800 MVA 程度までしか行なわ
なかったが、シャ 断時間は、シャ 断電流 10,000 A 以上
では 4 サイクル 以内、30,000 A 以上では 3 サイクル 以内
であった。

6.2 投入試験

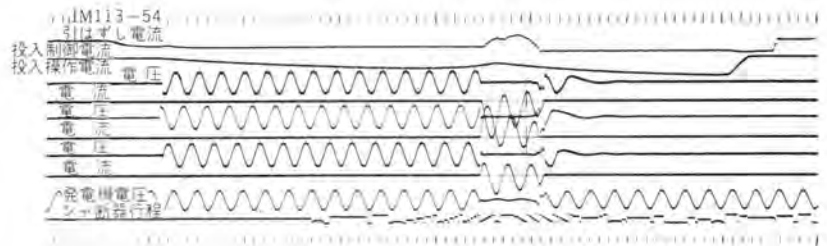
定格投入電流を定格操作電圧の 85% 以下で支障なく
投入しうるかどうかを検証するために、トラベル・レコーダ
をつけて、実負荷の投入試験をくりかえし シャ 断器の動
作を詳細に検討した。表 6.2 に投入試験成績の一部を示
すが 84 V で 140 kA を支障なく投入している。

6.3 充電電流シャ断試験

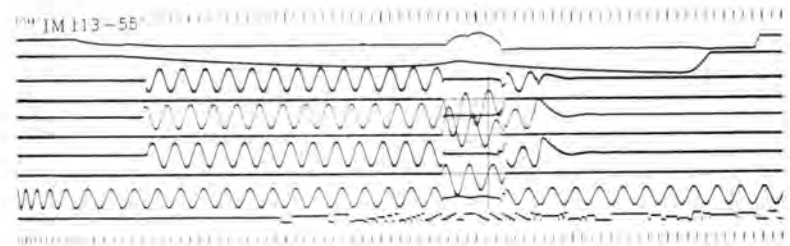
普通単相回路で三相充電電流 シャ 断を模擬するとき



(a) 1M113-53 O 動作



(b) 1M113-54 CO 動作



(c) 1M113-55 CO 動作

図 6.1 代表的な シャ 断試験 オシログラム (表 6.1 1M113-53~55)

Fig. 6.1 Typical oscillograms of interrupting tests.
(Table 6.1 1M113-53~55)

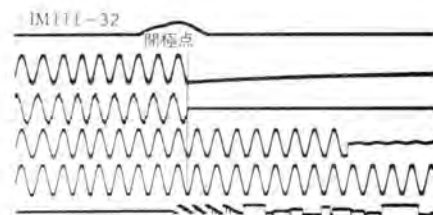


図 6.2 単相 12 kV $\times \frac{1.25}{\sqrt{3}} = 8.7$ kV 276 A
充電電流 シャ 断試験 オシログラム (表 6.3 1M111-32)

Fig. 6.2 Oscillogram showing single phase charging
current interruption of 276 A at $12 \times \frac{1.25}{\sqrt{3}} = 8.7$ kV.

よくもちいられる相電圧の 1.25 倍すなわち、8.7 kV を
単極に印加して行なった。設備の関係で 276 A までし
か行なわなかったが、いずれも無再点弧で、なお相当余
裕があると思われる。表 6.3 に充電電流 シャ 断試験成績
表の一部を、図 6.2 に 276 A を無再点弧で シャ 断した
オシログラム を示す。

6.4 温度上昇試験

定格電流 3,000 A に対する温度上昇試験を新品の接触
子および表 6.1 を含む数十回にわたる シャ 断試験に使用
した接触子をそのまま手入れすることなしに用いて実施
し、表 6.4 (測定位置は図 6.3) の結果を得た。この表よ

表 6.1 10-DHM-100 短絡電流 シュ断試験成績

試験 番号	動作 責務	給電 電圧 (kV)	回復 電圧 (%)	相 別	シュ断電流			シュ断時間 (サイクル)			投入 電流 (A)
					AC (A)	DC (%)	RMS (A)	開極	アーク	全 サイク ル	
IM113 -47	O	12	98	単相	7,000	19	7,300	2.5	1.40	3.90	
-48	O	12	98	単相	7,000	65	9,400	2.5	2.10	4.60	
-49	O	12	98	単相	7,000	63	9,500	2.5	1.30	3.80	
IM113 -44	O	12	95	A	14,800	57	19,100	2.5	1.25		
				B	15,000	52	18,600		1.05		
				C	14,800	5	14,800		1.25		
-45	O	12	95	A	14,800	55	18,800	2.5	1.10		
				B	15,000	44	17,700		0.95		
				C	14,800	11	15,000		1.10		
-46	O	12	95	A	14,800	38	17,900	2.5	1.00		
				B	15,000	0	15,000		1.20		
				C	14,800	38	17,900		1.20		
-41	O	12	90	A	26,500	32	29,200	2.5	1.00		
				B	27,500	38	31,300		1.00		
				C	26,500	6	27,000		0.75		
-42	CO	12	90	A	25,500	29	27,300	2.5	1.00		93,500
				B	26,000	12	26,500		1.00		74,500
				C	25,000	17	25,500		0.75		68,500
-43	CO	12	90	A	26,000	28	28,000	2.5	0.75		84,000
				B	26,500	28	28,500		0.90		97,000
				C	26,000	0	26,000		0.90		59,000
-53	O	12× 1.04	93	A	37,500	55	47,700	2.0	0.85		
				B	38,000	0	38,000		0.70		
				C	37,000	55	47,000		0.85		
-54	CO	12× 1.08	92	A	32,000	46	38,000	1.9	0.80		109,000
				B	33,000	27	35,400		0.55		98,000
				C	32,000	19	33,300		0.80		67,000
-55	CO	12× 1.08	92	A	32,000	47	38,000	1.9	0.80		110,000
				B	33,000	18	34,000		0.55		88,000
				C	32,000	29	34,600		0.80		76,000
-38	O	7.2	91	A	44,500	14	45,500	2.20	0.75		
				B	45,500	42	53,000		0.75		
				C	44,000	28	47,500		0.65		
-39	CO	7.2	90	A	43,000	20	44,800	2.15	0.65		104,000
				B	44,500	34	49,500		0.65		141,000
				C	43,000	14	44,000		0.60		108,000
-40	CO	7.2	91	A	43,500	0	43,500	1.90	0.70		85,000
				B	45,000	32	49,500		0.70		122,000
				C	43,500	32	48,000		0.60		132,000

表 6.2 投入試験成績表

試験 番号	操 作 電 圧 (V)	給 電 電 圧 (kV)	相 別	投入電流 波高値 (kA)	投入時間 (サイクル)	状 況
IM114 -3	100	7.2	A	138	17	良好
			B	114		
			C	107		
-4	93	7.2	A	107	18.5	良好
			B	112		
			C	143		
-5	84	7.2	A	140	20	良好
			B	134		
			C	84		

りわかるように、きわめてきびしい責務のあとでも、接触部の温度上昇は最大 4°C 程度しか上昇せず、実用性能のきわめてすぐれていることが確認された。

6.5 その他の試験

以上のほか、短時間電流試験、励磁電流 シュ断試験、絶縁耐力試験 10,000 回以上の寿命試験を行なったが、いずれも異常なく、その優秀な実用性能を確認した。図 6.4 に 50.5 kA、2.07 秒（規格 48.1 kA、2 秒）のオシログラムを示す。

表 6.3 単相充電電流 シュ断試験成績表

試験 番号	開極 位相	給電 電圧 (kV)	シュ断 電流 (A)	再点弧 回数	シュ断時間 (サイクル)			過渡電圧 (%)		三相等価 容量 (kVAR)
					開極	アーク	全	極間	C側	
IM111 -1	φ ₁	8.7	4.6	0	2.30	0.30	2.60	200	100	96
-2	φ ₂			0	2.30	0.15	2.45	200	100	
-3	φ ₃			0	2.30	0.05	2.35	200	100	
-4	φ ₁			0	2.30	0.35	2.65	200	100	
-5	φ ₂	8.7	9.2	0	2.30	0.20	2.50	200	100	190
-6	φ ₃			0	2.30	0.10	2.40	200	100	
-7	φ ₁			0	2.30	0.35	2.65	200	100	
-8	φ ₂	8.7	27	0	2.30	0.20	2.50	200	100	560
-9	φ ₃			0	2.30	0.10	2.40	200	100	
-10	φ ₁			0	2.30	0.85	3.15	200	100	
-11	φ ₂	8.7	46	0	2.30	0.25	2.55	200	100	960
-12	φ ₃			0	2.30	0.10	2.40	200	100	
-13	φ ₁			0	2.30	4.30	6.60	200	100	
-14	φ ₂			0	2.30	5.40	7.70	200	100	
-15	φ ₃			0	2.30	5.20	7.50	200	100	
-16	φ ₁	8.7	110	0	2.30	0.10	2.40	200	100	2,280
-17	φ ₂			0	2.30	1.35	3.65	200	100	
-18	φ ₃			0	2.30	3.70	6.00	200	100	
-19	φ ₁			0	2.30	0.10	2.40	200	100	
-20	φ ₂			0	2.30	4.40	6.70	200	100	
-21	φ ₃			0	2.30	5.30	7.60	200	100	
-22	φ ₁			0	2.30	4.70	7.00	200	100	
-23	φ ₂	8.7	220	0	2.30	0.10	2.40	200	100	4,560
-24	φ ₃			0	2.30	4.20	6.50	200	100	
-25	φ ₁			0	2.30	0.20	2.50	200	100	
-26	φ ₂			0	2.30	0.10	2.40	200	100	
-27	φ ₃			0	2.30	4.40	6.70	200	100	
-28	φ ₁			0	2.30	0.20	2.50	200	100	
-29	φ ₂	8.7	276	0	2.30	3.90	6.20	200	100	5,740
-30	φ ₃			0	2.30	3.90	6.20	200	100	
-31	φ ₁			0	2.30	4.10	6.40	200	100	
-32*	φ ₂			0	2.30	0.05	2.35	200	100	

注. (1) 開極位相は右図のとおり

(2) * 印試験のオシログラム
を図 6.3 に示す。

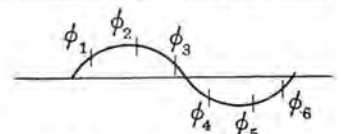


表 6.4 10-DHM-100 3,000 A シュ断器の シュ断試験前後における温度上昇試験

測定 位置	名 称 (図 6.3 参照)	温 度 上 昇 (°C)			
		シュ断試験前		シュ断試験後	
		メタルクラッド外部より	メタルクラッド内部より	メタルクラッド外部より	メタルクラッド内部より
1	B相一次コネクタ上	35	30	38	33
2	B相ブッシングさき足	40	35	40	35
3	B相上部接触子足	33	28	34.5	29.5
4	B相アーク接触子	36	31	37	32
5	B相中間接触子	33	28	35	30
6	A相主接触子	33.5	28.5	37	32
7	B相主接触子	34	29	35	30
8	C相主接触子	38.5	33.5	39	34
9	B相可動接触子アーム	34.5	29.5	34.5	29.5
10	A相可動接触子アームヒンジ	34	29	35	30
11	B相可動接触子アームヒンジ	36	31	36	31
12	C相可動接触子アームヒンジ	38.5	33.5	39	34
13	B相下部接触子足	35	30	36	31
14	B相一次コネクタ下	35	30	37	32
15	メタルクラッド内部	5	0	5	0
16	メタルクラッド頂上部端子			34	
17	メタルクラッド側下部端子			34	
	メタルクラッド外部温度	17°C		23°C	

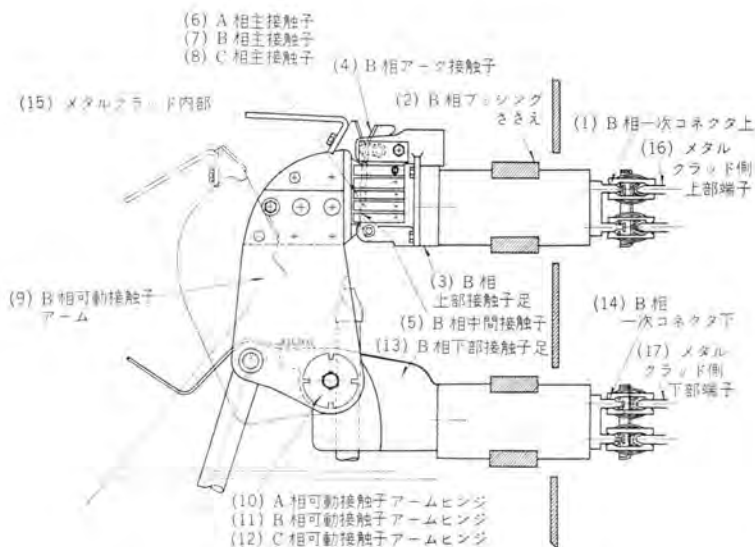


図 6.3 温度上昇測定位置 (表 6.4 参照)

Fig. 6.3 Measuring of temperature rise test (see Table 6.4).

相	Z ₀ (kA)	Z ₁ (kA)	Z ₂ (kA)	Z ₃ (kA)	Z ₄ (kA)	Z ₅ (kA)	Z ₆ (kA)	Z ₇ (kA)	Z ₈ (kA)	Z ₉ (kA)	Z ₁₀ (kA)	$\sqrt{\frac{1}{30} \cdot Z_0^2 + 4(Z_1^2 + Z_2^2 + Z_3^2 + Z_4^2 + Z_5^2 + Z_6^2 + Z_7^2 + Z_8^2 + Z_9^2 + Z_{10}^2) + 2(Z_2^2 + Z_3^2 + Z_4^2 + Z_5^2 + Z_6^2 + Z_7^2 + Z_8^2 + Z_9^2 + Z_{10}^2)}$
A	85	51	50	49	48.2	47.5	47	46.5	46	45.5	45	49.5 kA
B	89	52.5	51.5	50.5	49	48	47	46.5	46	45.5		kA
C	61	52	50.5	50.0	49	48.2	47.5	47	46.5	46	45.5	47.0 kA

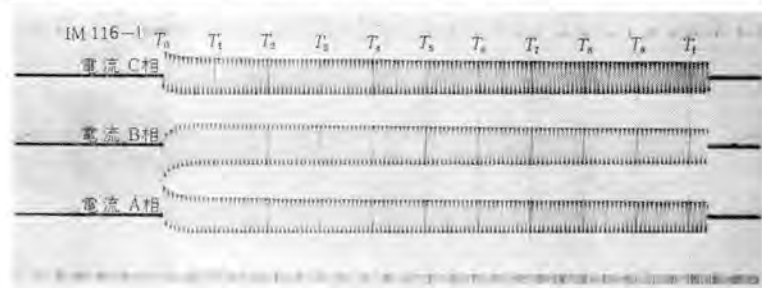


図 6.4 10-DHM-100 形磁気 シャ 断器短時間電流試験 オシログラム (50.5 kV 2.07 秒)

Fig. 6.4 Oscillogram of short time current tests (50.5 kV 2.07 sec).

7. む す び

以上のべたこの新形大容量 シャ 断器の特長をまとめると、

- (1) 従来の センタ・フローアウト 式の特長に加えて、並列 アーク を発生させる消弧板の採用により消弧能力が大幅に増加した。
- (2) モレ 磁束抑制 コイル を使用することにより、吹消磁極 エアギャップ の磁束が 70% 以上も増加し、並列 アーク や特別な排気 ミツ、消 イオン 板などの効果と相まって、12 kV 1,000 MVA 3,000 A シャ 断器の外形は、12 kV 500 MVA 2,000 A のもの

に比べて幅はほぼ同じ、奥行は約 20%、高さは約 7% 増加したにとどまり、比較的小形で大容量の シャ 断器が完成できた。

- (3) 従来の センタ・フローアウト 式 シャ 断器と同じく開極極間の電位分布が良好で比較的短い距離で極間の衝撃電圧 レベル が達せられること、磁束が強力かつ均一であることはもちろんである。

このように従来磁気 シャ 断器では、製作不可能と考えられていた高圧、大容量の設計を小形にまとめることが可能になったのは、原理的にすぐれた センタ・フローアウト 式消弧室に、並列に アーク 発生させる消弧板構造、モレ 磁束抑制 コイル、特別な排気 ミツ、消 イオン 板などを採用したことによるので、これらの設計をさらに検討することにより、より大容量のもの、あるいは従来と同等格のものの小形化が実現できるものと考えられる。

終わりにのぞんでこの シャ 断器開発にあたって絶大なご尽力を賜った関係方面の方々へ心からお礼を申し上げる次第である。

参 考 文 献

- (1) 新井・五十嵐・志賀・富永：DH 形磁気 シャ 断器，「三菱電機」，27，No. 6 p. 17 (昭 28)。
- (2) 五十嵐・志賀・富永：6.9 kV，500 MVA および 11.5 kV，500 MVA DH 形磁気 シャ 断器，「三菱電機」，28，No. 12，pp. 609～612 (昭 29)。
- (3) 新井・富永・瀬度：磁気 シャ 断器耐熱磁器板の試験，三学会連合大会予稿，No. 363 (昭 32)。
- (4) 五十嵐・富永・桜井：3.6 kV，75 MVA 新形磁気 シャ 断器，「三菱電機」，33，No. 6，pp. 702～707 (昭 34)。
- (5) 五十嵐・田中・富永・桜井：3.6 kV，300 MVA，3,000 A 新形磁気 シャ 断器，「三菱電機」，33，No. 11，pp. 1616～1623 (昭 34)。
- (6) 五十嵐・富永・桜井：7.2/3.6 kV，150 MVA 新形磁気 シャ 断器，「三菱電機」，35，No. 5，p. 53 (昭 36)。
- (7) 新井・五十嵐・富永：7.2 kV および 12 kV 新形磁気 シャ 断器，「電気公論」，(昭 36—5)。

CSP 形 配 電 用 変 圧 器

名古屋製作所 木 野 崎 泰 三*

Type CSP Transformer

Nagoya Works Taizō KINOSAKI

Increase in power demand of late is liable to overload the apparatus. To indicate or protect overload of transformers is drawing attention of power engineers. Under the circumstances, type CSP transformers are now introduced by Mitsubishi. This is named as an abbreviation of Completely Self Protected type. The unit self contains: an overload indicating lamp, a low voltage circuit breaker to protect it from overload or the secondary short circuit fault, an arrester to provide for surges occurring on high voltage side line, and a protective link preventing the spread of faults occurred inside of the transformer to distribution lines. Their distribution transformers have now passed the stage of trial.

1. ま え が き

最近電力需要の急激な増加で各電力会社とも変圧器の過負荷表示、過負荷保護に非常な関心を示している。CSP 形とは completely self protected type のことで変圧器の過負荷に対する保護ばかりでなく、雷などの異状電圧からも変圧器をまもるよう各種保護装置を蔵した配電用変圧器である。この種変圧器はアメリカでは1930年代に開発され現在では広く使用されている。当社では昭和14年に計画し過負荷保護装置として使用する低圧シヤ断器を完成実用の域に達したが、第二次大戦により一時中断され戦後製品化された。CSP 形変圧器は国内では戦後採用された高圧側に設ける焼損防止器の安価さにおよばず採用が見送られていたが最近になり一部の電力会社で試験的に使用しはじめた。一方海外からの引合は昭和25、26年ころから活発になっている。

ここに CSP 形変圧器の構造と特長の概要を説明する。

2. 雷 と 雷 害

配電線に発生する異状電圧については内外に多くの実測があり、誘導雷でも200 kV 程度発生するといわれている。変圧器の雷害事故は地域、襲来頻度などにより異なるが東京電力管内の昭和23年～26年の実測結果では平均して1.11% 程度である。配電線では機器が無事故であるのに高圧側ヒューズが切れる場合が非常に多い。耐雷モデル配電線の調査結果によると図2.1のとおりであり、3 A 以下の小容量のものの溶断が約97% となっている。

高圧ヒューズの溶断の原因としては

- (1) 柱上変圧器ブッシングその他のセン絡によるもの。
- (2) ヒューズが避雷器より電源側にあるため避雷器の放電により溶断する。

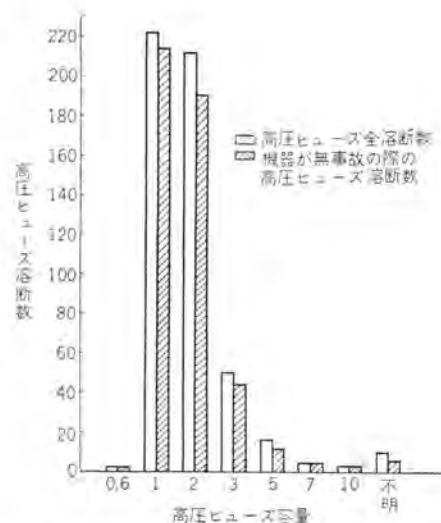


図 2.1 九電力会社の耐雷モデル配電線における容量別高圧ヒューズの溶断数

Fig. 2.1 Fuse outage in a model distribution line.

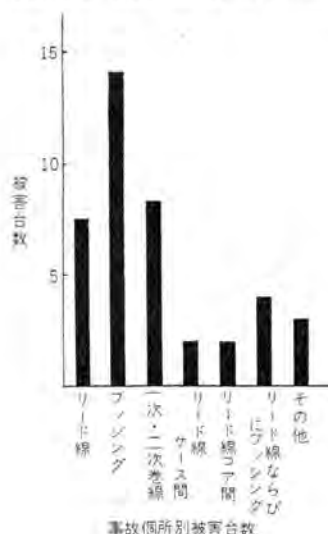


図 2.2 九電力会社の耐雷モデル配電線における柱上変圧器事故台数

Fig. 2.2 Transformer outage in a model distribution line.

(3) 長波尾長の誘導雷が加わり柱上変圧器の鉄心が飽和し大きな励磁電流が流れること。
などが考えられる。

変圧器の雷害事故および衝撃電圧試験によるとリード線、ブッシングのセン絡事故が多くこれらは自己復帰の特性をもっていることから雷害防止の点からは小容量ヒューズの使用はさけることが望ましい。

3. 変圧器の過負荷運転と経済性

配電用変圧器の1日の負荷は都市と農村、商店街と住宅地といった相違により異なるが、平均負荷に比し短時間ではあるが大きなセン頭負荷がかかるのが特長である。もし配電用変圧器に存在する固有の短時間過負荷容量を利用することが可能であればセン頭負荷を通すことができる小容量定格を使用することができ投資が大いに助かる。

変圧器の短時間過負荷耐量は個々の変圧器および負荷条件により異なるが、わが国および米国の変圧器運転指針では1日1回以下の場合それぞれ表3.1に示す過負荷をかけてもさしつかえないとしている。この場合変圧器特性として表3.2の値をとっている。両指針の過負荷耐量の算出方法は異なっているがいずれの場合でも個々の変圧器の温度特性を考慮すれば多くの変圧器はこれ以上の過負荷耐量をもっている。変圧器運転の場合変圧器の過負荷耐量いっばいに負荷をかけるのが必ずしも最経済とはいえず、変圧器の価格、電力料金その他から経済負荷はきまってくる。

いま (1) 過負荷による変圧器寿命の低減

(2) 過負荷による電圧降下の増大にもとづく
需要家へのサービス低下

表 3.1 短時間の過負荷指針

冷却方式	定格出力の倍数 (%)					
	自冷式および水冷式					
	電気学会技術報告			ASA		
指 針	過負荷前の負荷率 (%)			過負荷前の負荷率 (%)		
過負荷時間	90	70	50	90	70	50
1/2	1.47	※※	※※	1.59	1.77	1.89
1	1.33	1.39	1.45	1.40	1.54	1.60
2	1.20	1.25	1.29	1.24	1.33	1.37
4	1.10	1.14	1.15	1.12	1.17	1.19
8	—	—	—	1.06	1.08	1.08

※ 短時間過負荷がかけられる前の負荷の大きさを示す。これは過負荷前の2時間の平均かまたは24時間の平均(過負荷時間を除く)を求めいずれか大きいほうをとること。

※※ 最高許容負荷を150%におきた。

表 3.2 変圧器の基準特性

	電気学会技術報告	ASA
最高点温度上昇	65°C	65°C
最高油温上昇	35°C	45°C
巻線と油の温度差	30°C	
全負荷時の時定数	3時間	3時間
銅損対鉄損の比	3.5:1	2.5:1
周囲温度	30°C	30°C

を無視して変圧器の経済負荷を求めてみる。

柱上変圧器の価格と容量との関係は小容量のものでは容量のわりに価格が安くならない傾向があるがおおざっぱに表わすと

$$c \approx K_1 (kVA)^{n_1} \quad (3.1)$$

ここに

c : 変圧器の価格 [円]

K_1 : 変圧器の価格と容量間の係数

kVA : 変圧器の容量 [kVA]

n_1 : 変圧器価格と容量間の係数、柱上変圧器では0.6~0.7程度である。

柱上変圧器の特性は国によりかなり異なる。わが国ではJIS規格および電力会社の規格により各メーカーともほぼ同一特性となっており、運転状態における平均損失は

$$W = K_2 (1/k + Fn^2) \quad (3.2)$$

$$\approx K_3 (1/k + Fn^2) (kVA)^{n_2} \quad (3.3)$$

ここに

W : 変圧器損失 [kW]

K_2 : 定格出力における負荷損 [kW]

k : 変圧器の定格出力における負荷損と無負荷損の比

単相変圧器では巻鉄心形は4~4.5

積鉄心形は2.5~3程度である。

F : 損失係数

n : 変圧器の最高負荷と定格出力の比

K_3 : 変圧器容量と損失との間の係数

n_2 : 変圧器容量と損失との間の係数

0.75程度である。

したがって単位出力当たりの変圧器の年間経費は

$$T = \frac{\alpha c + \beta H K_2 (1/k + Fn^2)}{n (kVA)} \quad (3.4)$$

ここに

α : 変圧器建設費に対する年間経費の率 [小数]

β : 電力単価 [円/kWh]

H : 年延時間 8,760 [時]

年間経費を最小にする負荷は

$$n = \sqrt{\frac{K_2 \beta H + \alpha k c}{\beta H k K_2 F}} \quad (3.5)$$

$$\approx \sqrt{\frac{\beta H K_3 + \alpha k K_1 (kVA)^{n_1/n_2}}{\beta H k K_2 F}} \quad (3.6)$$

いま単相変圧器につき考え

$$K_3 = 3.7 \times 10^{-2}$$

$$F \approx 0.2f + 0.8f^2 \quad f: \text{負荷率}$$

$$n_1 = 0.65$$

$$n_2 = 0.75$$

k : 巻鉄心では4.0 積鉄心では2.8

電力単価、変圧器価格に対する年間経費の率のとりかたにより最経済負荷は大きく変わるが、かりに

$$\alpha = 0.15 \quad \text{金利 (8\%)+償却 (4.5\%)}$$

$$+ \text{維持費 (2.5\%)} = 15\%$$

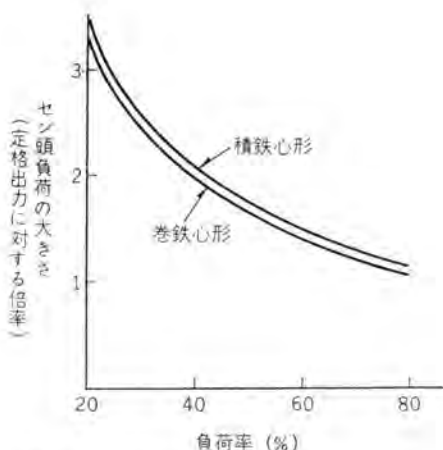


図 3.1 負荷率と経済セリ頭負荷との関係
(単相 6kV 30kVA 変圧器)

Fig. 3.1 Relation between load factor and economical peak load.

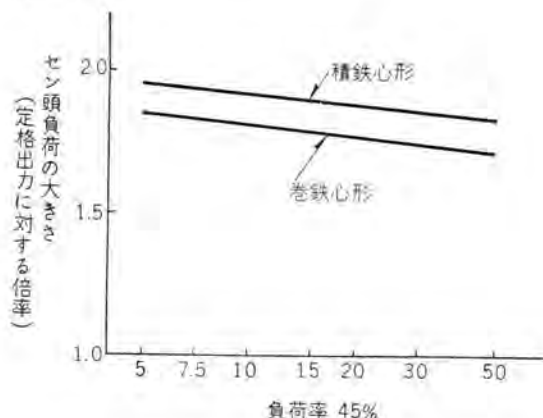


図 3.2 変圧器容量と経済セリ頭負荷との関係

Fig. 3.2 Relation between transformer capacity and economical peak load.

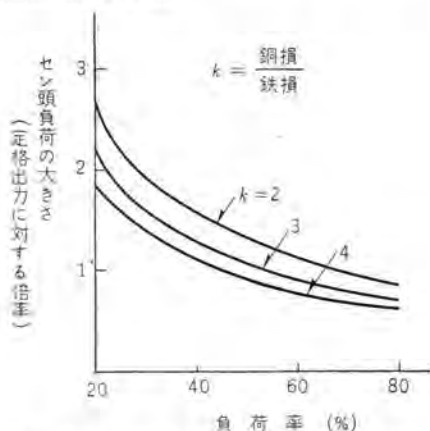


図 3.3 負荷率と最大効率負荷との関係

Fig. 3.3 Relation between load factor and maximum efficiency load.

$$\beta = 6 \text{ 円/kWh}$$

$$K_1 = 9.5 \times 10^3$$

とすれば

巻鉄心形では

$$n = \sqrt{\frac{0.25 + 0.732(\text{kVA})^{-0.1}}{F}} \dots\dots\dots(3.7)$$

積鉄心形では

$$n = \sqrt{\frac{0.357 + 0.732(\text{kVA})^{-0.1}}{F}} \dots\dots\dots(3.8)$$

となる。

式 (3.7), (3.8) より 30 kVA について負荷率と経済的セリ頭負荷の関係を示すと図 3.1 となる。また負荷率 45 % の負荷をかけた場合の容量と経済的セリ頭負荷の関係は図 3.2 となる。普通柱上変圧器の負荷率は 40~50 % 程度であるから経済的な負荷は定格出力に比べかなり高い所にあることがわかる。実際にはこのような高い負荷で運転する場合は変圧器の寿命低下、電圧降下の増大などが問題になるが、これらがゆるされる範囲ならばかなり高い負荷で運転したほうが経済的であることがわかる。参考のために変圧器の平均効率を最大とするセリ頭負荷と負荷率の関係を示すと図 3.3 となる。これらの計算で損失係数 F と負荷率 f との関係を $F \approx 0.2f + 0.8f^2$ とした。

以上変圧器の短時間過負荷耐量を有効に利用できれば非常に経済的なのであるが、配電用変圧器の負荷は把握が困難であること、短時間過負荷耐量以上の負荷がかかると変圧器寿命は急速に低下することなどの理由で通常柱上変圧器ではこれを有効に利用することが困難であり大きい負荷をかけると寿命低下の危険があり、かえって不経済になるおそれがあった。

最近各電力会社とも過負荷表示装置、過負荷保護装置付変圧器に関心をもってきたのも、変圧器の短時間容量を有効かつ安全に利用するために、CSP 形変圧器はこの目的に対して非常に効果的な保護装置を内蔵している。

4. CSP 形変圧器の構造、特性

CSP 形変圧器に装備する保護装置としては

- (a) 高圧側避雷器
- (b) 高圧側保護 リンク
- (c) 低圧側 ショ断器
- (d) 低圧側 フュージングの協調放電 ギャップ
- (e) ショ断器用操作 ハンドル
- (f) 過負荷警報用信号灯

があり保護の要点は次の三点である。

- (1) 変圧器の二次側の過負荷または短絡に対する保護として変圧器内部に低圧 ショ断器をもうける。
ショ断器は油に浸っており二次電流と油温との総合作用で働く バイメタル により動作する構造で過負荷警報 ショ断をおこなう。
- (2) 高圧 フュージング に近接して巻線の絶縁強度に協調した避雷器を設け異常電圧からの保護をおこなう。
- (3) 変圧器内部高圧側に保護 リンク を取付け変圧器内部故障の電源への波及を防止する。

図 4.1, 4.2 は CSP 形変圧器の外観で前者は国内向け、後者は輸出向けとして製作したものである。

図 4.3 は内部接続を示したものである。

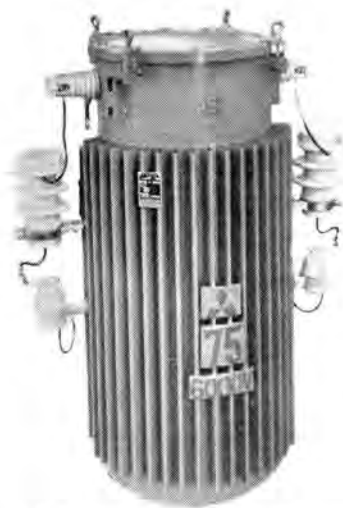


図 4.1 6 kV 75 kVA CSP 形変圧器

Fig. 4.1 6 kV 75 kVA
CSP transformer.



(a) 3 kV 10 kVA



(b) 12 kV 15 kVA

図 4.2 CSP 形変圧器

Fig. 4.2 CSP transformer.

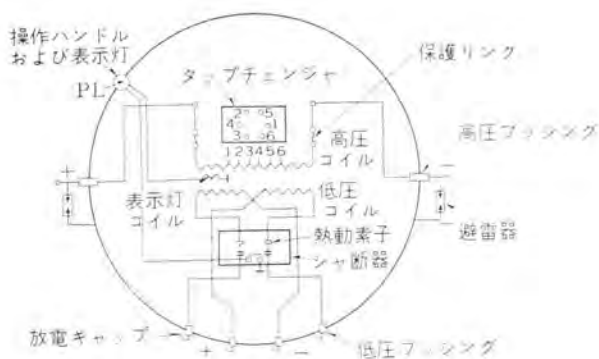


図 4.3 CSP 形変圧器接続図

Fig. 4.3 Connection diagram of CSP transformer.

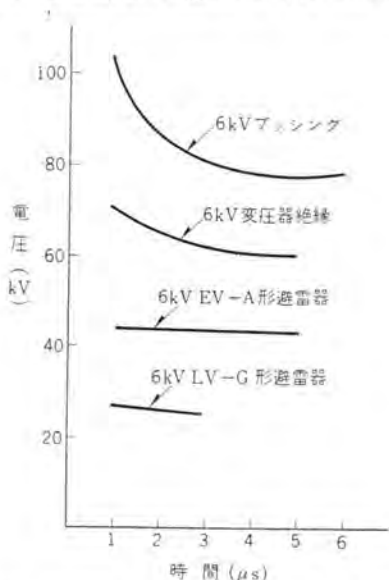


図 4.4 避雷器と高圧ブッシングの V-T 特性の協調

Fig. 4.4 Coordination of V-T characteristics of
arrester and high voltage bushing.

4.1 雷に対する保護

変圧器のおもな絶縁としては

- (1) 高圧巻線と鉄心および タンク 間
- (2) 低圧巻線と鉄心および タンク 間
- (3) 高圧巻線と低圧巻線間

がある。CSP 形変圧器では (1) は避雷器により (2) は低圧ブッシングの放電ギャップにより (3) は避雷器と低圧ブッシング放電ギャップによって保護しており、この保護方式を三点保護方式とよんでいる。

図 4.4 は 6 kV 変圧器の絶縁協調特性を示したものである。

接地方式

避雷器の保護効果を有効にするには避雷器の接地抵抗を十分低くしなければならない。これは制限電圧の高い弁形避雷器においていっそう重要である。変圧器と避雷器を別々に接地する方式は避雷器の接地抵抗を十分低くすることが困難であるので放電電流による電圧上昇のため機器の絶縁レベル以上の電圧が加わり事故をおこす危険が大きい。避雷器の接地と変圧器の接地を接続する連接接地方式を採用すれば避雷器の接地抵抗による電圧降下分は変圧器にかからなくなるので相当広くもちいられている。しかしこの場合低圧回路の電位が上昇する危険があるので低圧線を各需用家の引込口で水道管などに接地する多重接地方式などにより接地抵抗を十分小さくする必要がある。低圧側の接地が十分よくとられていない所では応用できない。CSP 形変圧器の接地方式には図 4.5 に示すような方式があり輸出向け製品など多くの場合は (a) の接地方式を考え避雷器のアース側をタンクに直接接続している。(b) は関西電力が CSP 形変圧器に採用した接地方式で放電ギャップの放電電圧(変圧器 BIL-避雷器制限電圧)に選り放電電流が小さいときは避雷器

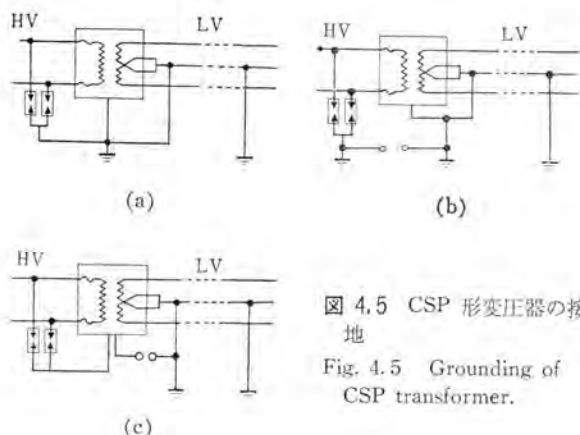


図 4.5 CSP 形変圧器の接地
Fig. 4.5 Grounding of CSP transformer.

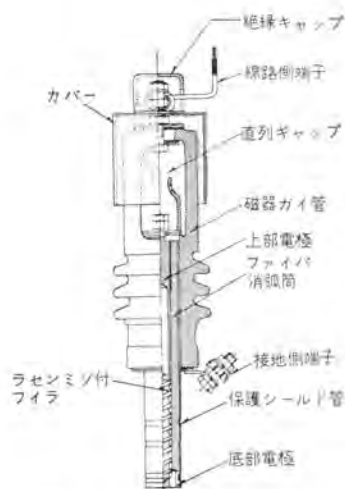


図 4.6 EV-A 形 6kV デイオン 避雷器の構造
Fig. 4.6 Construction of type EV-A 6kV lightning arrester.

とタンクは別々に接地されるようにして低圧側に高い電圧がかからないようにしている。放電電流が大きくなり変圧器の絶縁に脅威を与えるほど接地電圧降下が増すと放電ギャップを通して低圧側と接続して機器を保護する。この方式は低圧側の接地抵抗が十分低くとれない場合に有効である。(c)は米国で採用されている方式で変圧器タンクと接地線との間を衝撃放電開始電圧 15kV 程度の放電ギャップで絶縁し急峻雷撃が高圧巻線に侵入した場合静電誘導によりタンクを浮きあがらせ急峻波頭が高圧巻線とタンク間にかかるのを緩和するようにしてある。

避雷器

CSP 形変圧器用の避雷器としては放出形と弁形が使用されている。

放出形に属するデイオン 避雷器の構造を図 4.6 に示す。デイオン 避雷器は沿面放電特性とファイバの発生する消弧性ガスを利用したもので頭部に直列ギャップがありガイ管保護シールド管内に消弧筒部分が納められていて雷サージに対しては直列ギャップがセン絡しさらに消弧筒内面で放電し続流が生じればファイバの発生するガス圧で消弧される。

放出形避雷器は多数の変圧器に取付ける場合経済的であること、制限電圧が低いので接地抵抗を低くとれない

場合に適していることなど配電用避雷器としてすぐれた特性をもっている。ただし動作時に火炎とガスを放出すること、回路の短絡電流容量が大きい場合 (EV-A 形 デイオン 避雷器では 5,000 A 以上) には使用は検討を要することなど注意しなければならない。

弁形であるオートパル 避雷器は特性要素と永久磁石、直列ギャップからなっており電源容量が大きくても続流値は一定であるので系統の短絡容量を考慮する必要がなく適用が簡便である。

表 4.1 は EV-A 形 デイオン 避雷器と LV-G 形 オートパル 避雷器の特性を示したものである。

低圧側雷撃保護には避雷器を設けず低圧 ブッシングの協調放電ギャップの所でセン絡して自復する特性を利用している。NEMA 規格の変圧器は低圧側 BIL 30kV であるのでこの方法で保護できる。国内品は規格上では低圧側は耐圧 2,000 V だけであるが製品はこれ以上もつことを考慮して協調放電ギャップをさだめているが製品によってはこれを省略したものもある。

避雷器の適用と接地方式

避雷器適用に際しては配電線の接地方式を考慮しなければならない。故障時の電圧上昇は回路定数によりかなり変わるが近似的に R_0/X_1 および X_0/X_1 により大勢が押さえられる。米国では簡便のため R_0/X_1 および X_0/X_1 の大きさによって種々の中性点接地方式を分類し避雷器の適用表を作成しているので表 4.2、表 4.3 に示す。

4.2 過負荷および短絡故障の保護

(1) 保護リンク

構造

保護リンクは高圧ヒューズ的一种で、構造はファイバ筒の中にチューブにつつんだ可溶線をおさめたものである。保

表 4.1 避雷器特性表

避雷器種類	公称電圧 (kV RMS)	許容過電圧 (kV RMS)	雷電開始電圧 (kV RMS)	雷電放電開始電圧 (kV crest)	雷電放電標準特性 (kV crest)	制限電圧値 (最高値) (kV crest)	放電容量	被保護器の BIL (kV crest)
オートパル	3	4.2	6.9	18	14	13	5 × 10 μs	45
LV-G 形	6	8.4	13.8	31	28	26	40 kV 2 回 2 ms 150 A 20 回	60
デイオン	3	4.2	6 以上	30	28.5	—	半波高時 15 μs 以上	45
EV-A 形	6	8.4	12 以上	45	44	—	40,000 A 3 回	60

表 4.2 種々の中性点接地条件による配電系統の分類

系統の形	リアクタンス抵抗比 X_0/X_1	異常電圧比 V/E_0	備考
接地式	A 形 $0 \sim +1$ B 形 $0 \sim +1$ C 形 $+3 \sim +\infty$	1.42 0.93 1.73	各種接地式 有効接地式 高抵抗中性点接地式 消弧リアクトル接地式
非接地式	D 形 $\sim 40 \sim \infty$ E 形 $0 \sim 40$	1.93 1.10	普通の非接地式 充電電流の大きい非接地式

※=比率が定められていない

X_0 =零相リアクタンス

X_1 =正相リアクタンス

R_0 =零相抵抗

V =対地異常電圧 RMS

E_0 =常規対地電圧

E =常規線間電圧 RMS

表 4.3 避雷器定格電圧と最大許容回路電圧

避雷器 定格電圧 [※] (V RMS)	中性点接地式			中性点非接地式	
	A 形 (V RMS)	B 形 (V RMS)	C 形 (V RMS)	D 形 (V RMS)	E 形 (V RMS)
3,000	4,400	3,750	3,000	2,900—3,000	個々の場合につ き検討を要す
6,000	9,000	7,500	6,000	5,500—6,600	
9,000	12,800	11,250	9,000	8,200—9,000	
12,000	15,000	15,000	12,000	11,000—12,000	
15,000	18,000	18,000	15,000	13,000—15,000	

※ この電圧は商用周波数端子電圧に相当する。

保護リンクは高圧ブッシングがタンク側面にあるものでは図 4.7(a) のようにタッパ切換台に取付け、また高圧ブッシングがタンクカバーに取付けられるものでは図 4.7(b) のように高圧ブッシングの下部に取付けるのが普通である。

動作特性

配電用変圧器に取付ける高圧側ヒューズの目的には

a. 変圧器内部に故障がおこったときヒューズにより変圧器を電源から切りはなし線路の他の部分への事故の波及を防ぐ。

b. ヒューズにより変圧器を過負荷から保護する。

の二つの考えがある。高圧側ヒューズの大きさは a. の考えでは比較的大きくてよく b. の考えでは小さくなる。日本では多くの場合 b. の考えに基づき設置されているが、この場合は (a) ヒューズの動作特性と変圧器の短時間過負荷特性は図 4.9 に示すように一致しないので変圧器を有効に利用できない。すなわちヒューズはほぼ一定負荷

電流で溶断するのに対して変圧器は短時間であればかなりの負荷をかけうる。したがってヒューズで変圧器の過負荷保護をおこなえばこの短時間過負荷耐量を犠牲にしなければならない。(b) 小容量のヒューズを使用すると雷によるブッシングのセン絡など瞬時に自己回復する故障でもヒューズが不必要に溶断するなどの欠点がある。CSP 形変圧器では変圧器の過負荷二次側短絡に対しては低圧側シャ断器が保護するので保護リンクの作用は a. の目的だけである。したがって最少溶断電流は低圧側シャ断器との協調および不必要な溶断を防止するため、大容量変圧器では定格電流の 7~8 倍小容量変圧器では 10 数倍以上になっている。なお保護リンクは避雷器より負荷側に取付けてあるので雷電流による溶断をさけることができる。

シャ断容量については、たとえば 2,280 V で 3,000 A RMS シャ断した例があるが (2,400 V 25 kVA 用) 実際の運転ではリンクのシャ断容量が変圧器設置個所の短絡容量に等しい必要はない。リンクが動作するのは本来巻線の内部故障のときだけであるから、故障電流は故障点と直列にある巻線の量により制限されつつ徐々に増加して電流がリンクを溶断する値になったときに切れるからである。

(2) 低圧側シャ断器

構造

図 4.10 は単相変圧器に使用される二極の低圧シャ断

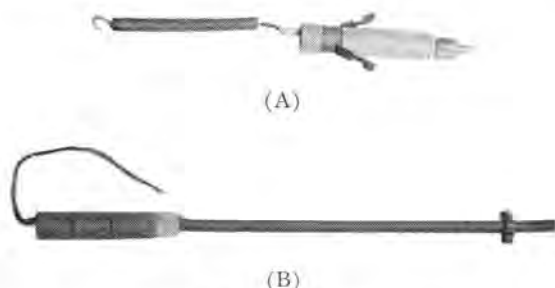


図 4.7 保護リンク

Fig. 4.7 Protective link.

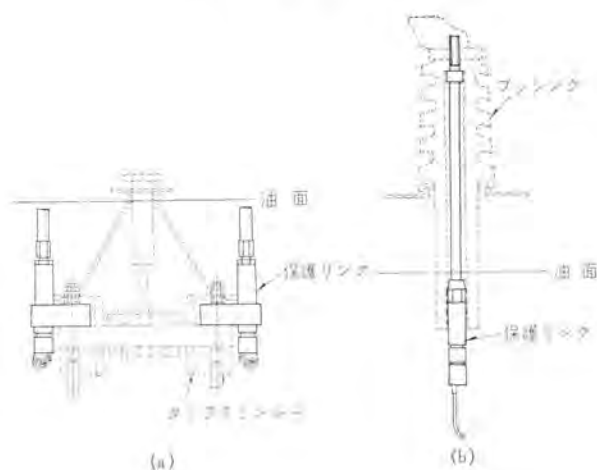


図 4.8 保護リンクの取付

Fig. 4.8 Mounting of protective links.

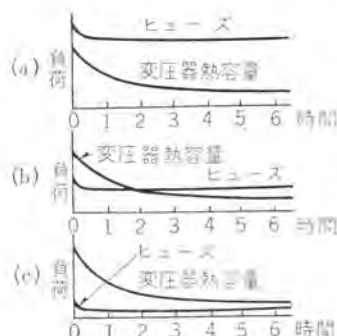


図 4.9 変圧器熱容量とヒューズ溶断特性

Fig. 4.9 Comparison of fuse characteristic with overload capacity of transformer.

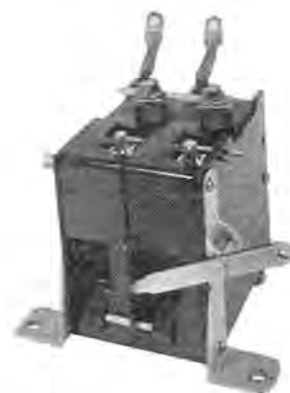


図 4.10 低圧側シャ断器 (NT-2 形)

Fig. 4.10 Circuit breaker (Type NT-2).

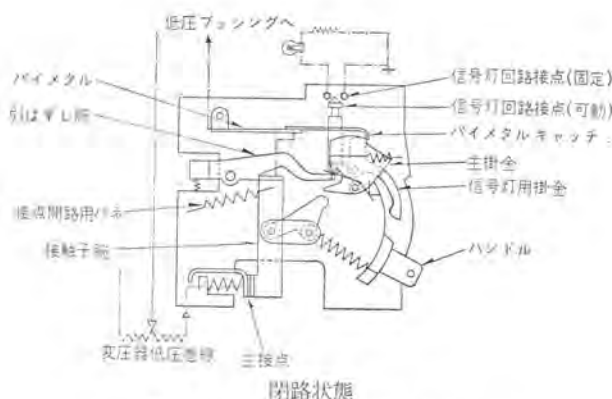


図 4.11 NT-2 形シタ断器の構造

Fig. 4.11 Construction of type NT-2 circuit breaker.



図 4.12 操作ハンドル
Fig. 4.12 Operating handle.

器の一例である。内部機構を図 4.11 に示す。通常の運転状態では、負荷電流は低圧巻線、シタ断器主接点、バイメタルを通して負荷に供給される。過負荷によりバイメタルが上方に湾曲すると、まず信号灯用掛金がはずれ信号灯接点を閉じ、タンク外部にもうけた信号灯を点灯する。信号灯電源としては変圧器の鉄心に低圧巻線とは別に数ボルトの電圧をとる巻線をもうけている。過負荷がつづきバイメタルがさらに湾曲すると主掛金がはずれ主接点が開き負荷への電流供給をたつ。シタ断器の復帰は外部にもうけた操作ハンドルによりおこなう。操作ハンドルは図 4.12 に示すように信号用ランプを内蔵した構造で回転角度によりランプのリセット、シタ断器のリセットおよび手動によるシタ断器の開閉がおこなえる。

動作特性

シタ断器の制御要素であるバイメタルは油中に浸しその中に負荷電流が流れるようになっているから、油中の巻線温度によく追従させることができる。バイメタル温度と巻線温度との関係は過負荷がかかって短時間ではバイメタルと巻線との時定数の差により温度差を生じるが 30~40 分以上たつとほぼ同一にすることができる。一般には短時間なら高い温度で運転できる変圧器の特性を十分生かすために普通の負荷ではバイメタルの温度上昇が巻線の温度上昇に比べ低くなるよう、いいかえれば電流要素を不足補償ぎみに選んである。図 4.13 はバイメタルと巻線の温度上昇関係の一例を示したものである。図 4.14 はシタ断器の動作と巻線温度との関係を各種負荷状態につき示したもので (a) は長時間過負荷で巻線と油の温度差がほぼ一定になった状態でシタ断器が動作する場合、(b) は大き

な過負荷でまだ巻線温度が十分に上がらないうちにシタ断器が動作する場合、(c) は二次側短絡でバイメタル温度だけ瞬時に上がり動作する場合である。図 4.15, 4.16 は過負荷保護装置の動作特性の一例を示したものでたとえば 150% 負荷がかかると約 2 時間 20 分で信号灯が点灯しそのときの巻線最高温度が 101°C であることを示している。信号灯の動作温度は巻線最高温度 95~105°C に選んであり一度点灯すると外部より復帰するまで点灯しつづける構造となっている。したがって信号灯により過去における過負荷の状態の目安をつけ、変圧器取換えの指針とすることができる。信号灯がついても変圧器を取換えずさらに過負荷がつづくとシタ断器が動作する。この場合信号灯は点灯したままである。この信号灯とシタ断器動作との間はシタ断器の不必要な動作によるサービス低下をさけ変圧器の取換えがおこなえるよう巻線温度で 20°C 程度の差をもうけてある。

変圧器の容量不足がわかり変圧器を取換えるまでの期間一時的に過負荷耐量以上の負荷で運転したい場合がある。この場合通常の調整ではシタ断器が動作してしまい給電がおこなえないので、シタ断器の動作温度を 10 数度あげる装置がついていて外部非常ハンドルにより操作す

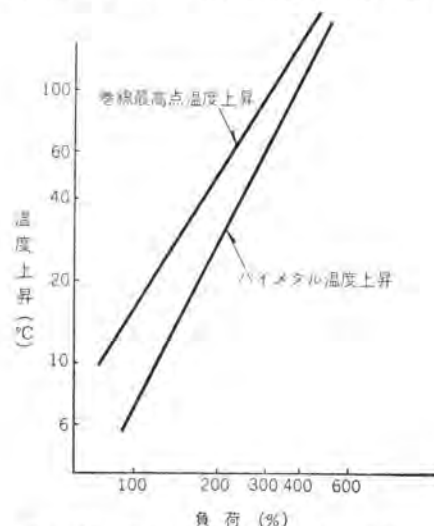


図 4.13 巻線とバイメタルの温度上昇特性

Fig. 4.13 Temperature rise characteristics of coil and bimetal.

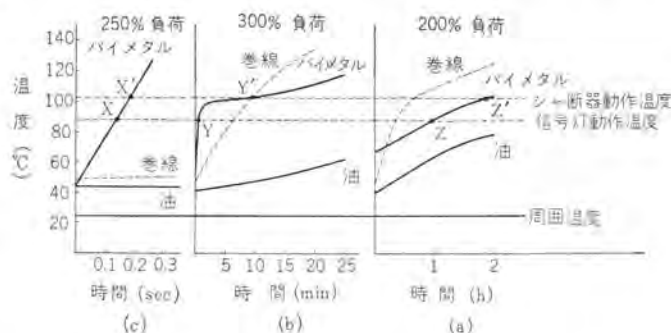


図 4.14 各種負荷における巻線 バイメタル 油の温度上昇

Fig. 4.14 Temperature rise of coil bimetal and oil in different load.

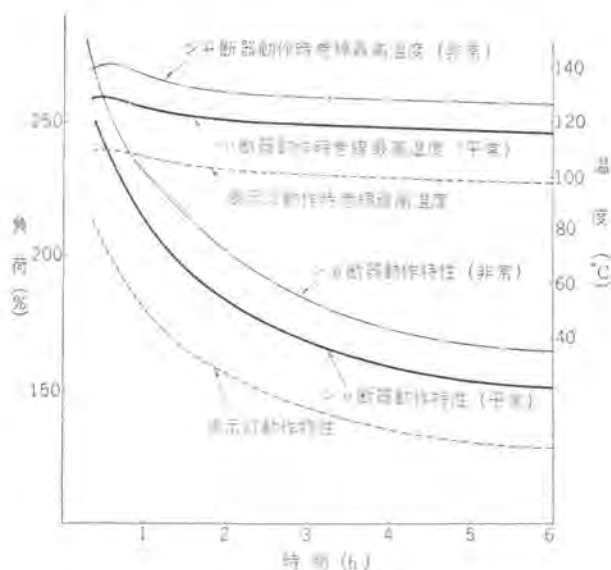


図 4.15 CSP 形変圧器過負荷保護装置の動作特性
Fig. 4.15 Operating characteristics of overload protective device of CSP transformer.

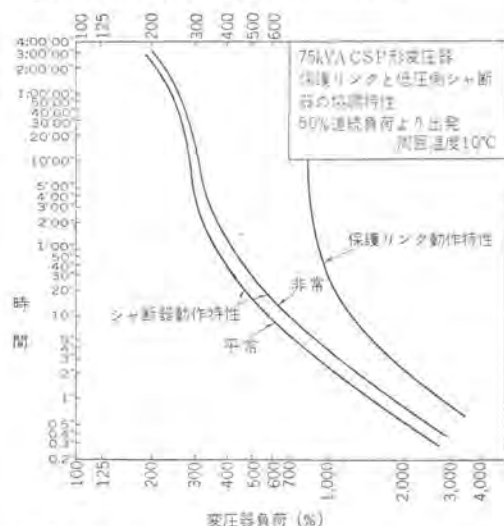


図 4.16 低圧シヤ断器と保護リンクの協調特性
Fig. 4.16 Coordination between breaker and protective link.

ることができる。非常運転では変圧器の寿命を犠牲にしているのぜひ必要ときにだけ使う。

図 4.10 に示す低圧シヤ断器は 210 V 25 kVA (480 V 50 kVA) 以下の変圧器に使用する NT-2 形シヤ断器であり、シヤ断容量は二極直列で 480 V 5,000 A である。

図 4.17 はシヤ断試験のオシログラムである。

CSP 形変圧器で単相三線式配電をおこなう場合不平衡負荷がかかっても保護装置の応動要素であるバイメタルは両線路に直列にはいるので各巻線の温度に追従して動作する。

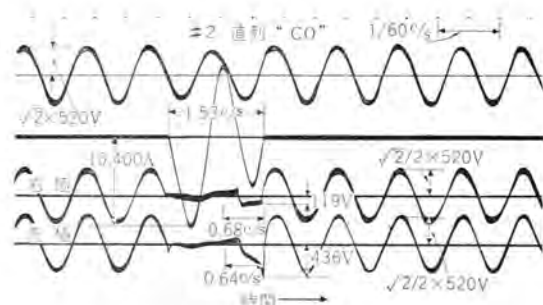


図 4.17 NT-2 形シヤ断器短絡試験 オシログラム
Fig. 4.17 Oscillogram of short-circuit test on "NT-2" breaker.

(3) 保護リンクと低圧シヤ断器の協調

保護リンクは低圧側の過負荷、短絡などにより切れないよう低圧側シヤ断器と協調をとっている。図 4.16 は周囲温度 10°C 低圧シヤ断器非常状態でもシヤ断器が十分はやく動作することを示している。

5. む す び

雷、過負荷二次側短絡および変圧器内部故障の電源への波及を保護する各種保護装置を取付けた CSP 形変圧器は、変圧器の事故を防ぎ需用家へ安定した電気を供給しうるばかりでなく、配電線の負荷管理を容易にし変圧器容量を有効かつ安全に利用しうるなど多くの利点がある。変圧器設置場所によりたとえば都市の中心のように雷害が少なく過負荷運転が問題になる地域やあるいは雷害の多い地域により CSP 形変圧器の保護装置の一部を取付けた過負荷保護装置付変圧器、避雷器付変圧器の利用とともに CSP 形変圧器の今後需要の増加を期待している。

参 考 文 献

- (1) 山岸・上原・伊藤：配電線雷害統計並びに避雷器放電電流記録，電学誌 72, 768, pp. 489~492 (昭 27-9)。
- (2) 耐電設計配電線分科会：昭和 33 年度における耐電モデル配電線の調査結果電研報告 (電力 58019) (昭 34-2)。
- (3) 大和：現用 3 kV 柱上変圧器の絶縁破壊試験結果とその考察，電学誌 81, 872 pp. 792~800 (昭 36-5)。
- (4) 変圧器専門委員会：油入変圧器運転指針，電気学会技術報告第 18 号 (昭 32)。
- (5) Guide for Loading Oil-Immersed Distribution and Power Transformers ASA Appendix: C 57.92 (1956)。
- (6) 安藤：配電系統構成上の関連事項，「三菱電機」31, No. 4 臨時, pp. 27~38 (昭 32)。
- (7) Preferred voltage ratings for A-C system and equipment IEEE-NEMA NEMA PUB. No. 117 (1949)。
- (8) 篠崎：CSP 変圧器とその性能，オーム, pp. 61~66 (昭 36-1)。
- (9) 木村他：変圧器の設計工作法。

液冷式電解用シリコン整流器

伊丹製作所 小林 凱*・上岡 康宏*・織井 稔**

Liquid-cooled Silicon Rectifiers for Electrochemical Service

Itami Works Gai KOBAYASHI・Yasuhiro UEOKA・Minoru ORII

Silicon rectifiers are now in use for almost all the DC power sources of electrochemical service. But strong corrosive atmosphere presents in chemical works and also difficulty in securing enough or making use of proper water give restriction in the cooling of the apparatus. To overcome this plight, Mitsubishi has newly developed liquid-cooled type silicon rectifiers by circulating de-ionized pure water inside a closed system. Successful operation for a fairly long period has verified their excellent performance. This article gives a description on their design features and operation experience of those now in service.

1. ま え が き

シリコン整流器は現在あらゆる電解用直流電源に使用されているが、化学工場の強い腐食性ふん気が長期間の運転に対しつねに大きな問題となっている。シリコン整流器は高温でも安定な動作を行ない多くの整流器が風冷構造で製作され、周囲条件により水冷空気冷却器を併用した循環風冷が行なわれている。しかし最近の工業地域における冷却用水の問題は深刻で、またプラント全体の建

設費を低減するため変電所建家にも多くの制限を課せられることが多くなりつつある。

当社では 1957 年以來この問題の経済的な解決に努力して来たが、その一つとして試みられた液冷式シリコン整流器は、4 年間の実績から電解用電源にきわめて適していることが確かめられたので今回大阪 チタニウム 納め 840 kW シリコン整流器の完成を機会に液冷式シリコン整流器の概要を報告する。

2. 冷却方式の選択

整流素子に発生する熱の放散は図 2.1 の径路により行なわれる。ハードソルダ 形素子の接合部温度は 190°C まで動作可能であるが実際使用温度を 150°C 程度とすれば信頼度がきわめて向上することが知られている。図 2.2 の典型的な特性を有する素子について検討すれば、 T_j

表 1.1 液冷式シリコン整流器納入実績

納入先	出力 (kW)	電圧 (V)	電流 (A)	冷却方式	用途	完成期日
三菱化成	262.5	125	2,100	純水—風冷式冷却器	試験電解 屋外用	32 年 12 月
江戸川化学 (第 1)	1,500	230	6,500	純水—風冷式冷却器	塩水電解	34 年 1 月
江戸川化学 (第 2)	3,565	230	15,500	純水—風冷式冷却器	塩水電解	34 年 12 月
大阪チタニウム	3,840	120	32,000	純水—水冷式冷却器	マグネシウム電解	35 年 8 月
南海化学	3,300	220	15,000	純水—風冷式冷却器	塩水電解	製 作 中

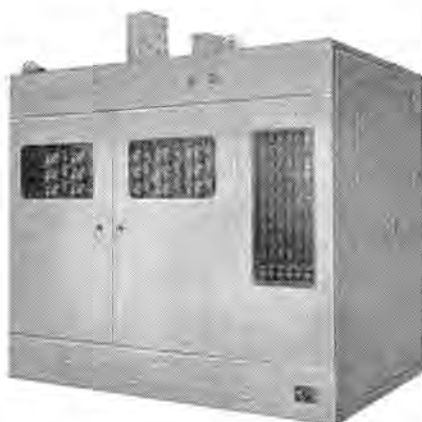


図 1.1 3,840 kW 32,000 A 液冷却シリコン整流器

Fig. 1.1 3,840 kW 32,000 A Liquid-cooled silicon rectifier.

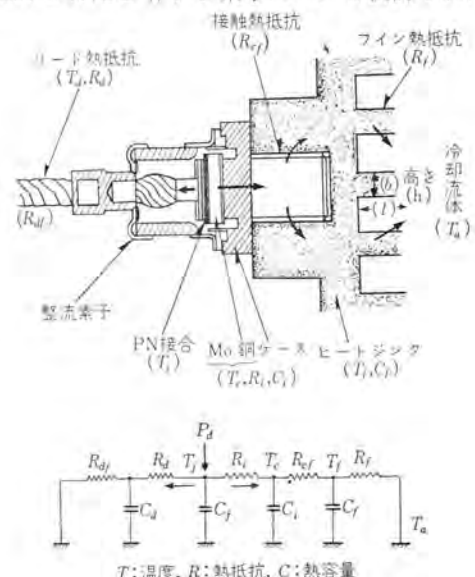


図 2.1 整流素子における熱の放散

Fig. 2.1 Heat dissipation of a rectifier cell.

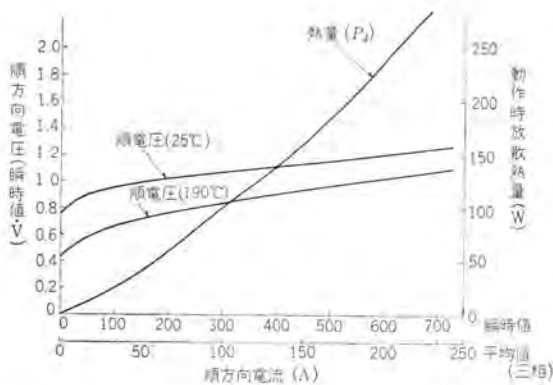


図 2.2 典型的な整流素子特性 (SR-200 F 形)
Fig. 2.2 Typical characteristics of type SR-200F rectifier cell.

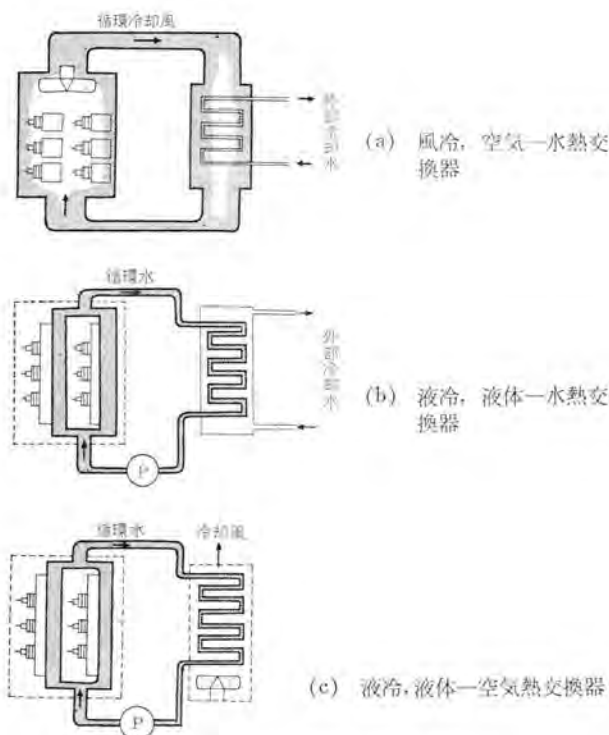


図 2.3 シリコン整流器の冷却系統
Fig. 2.3 Cooling systems of silicon rectifier.

$\leq 150^\circ\text{C}$ は普通に得られる風冷放熱片を組合せた条件、 $R_{\text{fi}} \doteq 0.18^\circ\text{C/W}$, $R_{\text{ef}} \doteq 0.07^\circ\text{C/W}$, $R_{\text{f}} \doteq 0.19^\circ\text{C/W}$ および $R_{\text{a}} \gg R_{\text{f}}$ にて $T_{\text{a}} = 40^\circ\text{C}$ においても損失 250 W すなわち順方向電流 210 A まで成立する。

$$P_{\text{a}} = \frac{T_{\text{f}} - T_{\text{a}}}{\sum R} \leq 250 \text{ (W)} \quad (2.1)$$

これは温度に関しては風冷方式がほとんどの用途を満足することを示している。しかし周囲条件が外気の使用を許さないとき、この発生熱は水などの冷却媒体を通じて整流器室外へ運ばれる。この際媒体としての空気は空気-空気間の熱交換器があまりに大きな接触面積を要するため実用的ではなく、また単純な水冷は初期の水銀整流器で経験されたようにスケール、電食などの問題のゆえに除外すれば図 2.3 の方式がここでは考慮の対象とな

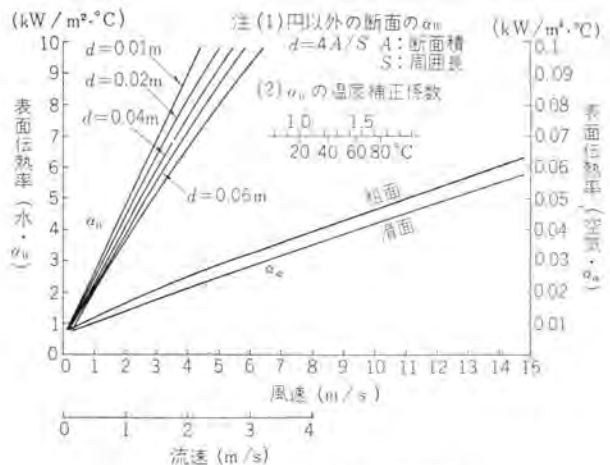


図 2.4 金属表面よりの熱伝達
Fig. 2.4 Heat conduction from metal surface.

る。この 3 方式についての比較は R_{f} , R_{ef} は等しいと考えうるから、熱交換器 (冷却器) の効率を等しくすれば (実際には (b) は非常に小形となる) R_{f} が風冷と液冷の大きな差となる。

一様なヒートシンクから冷却流体への伝達熱量 Q_1 (kW) は式 (2.2) により、また一端から熱が供給されるひれ状の放熱片については式 (2.3) により与えられる。

$$Q_1 = \alpha \cdot F \cdot (T_{\text{f}} - T_{\text{a}}) \quad (2.2)$$

$$Q_2 = n \cdot l \cdot \sqrt{2 \cdot \alpha \cdot b \cdot \lambda} \left(\tan h \cdot h \cdot \sqrt{\frac{2 \alpha}{b \lambda}} \right) (T_{\text{f}} - T_{\text{a}}) \quad (2.3)$$

なお F : 伝熱面積 (m^2), n : ひれの数, λ : 熱伝達率 ($\text{kW/m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$, $860 \text{ kW/m}^2 \cdot ^\circ\text{C} = \text{k cal/m}^2 \cdot ^\circ\text{C} \cdot \text{h}$) である。ここで重要な表面伝熱率は平面と円管について図 2.4 に示されているが α_{a} と α_{w} の間には 10^3 以上の比で差があることに注目すべきである。

実際の液冷式シリコン整流器についての検討の結果、素子配列上必要な寸法から自然に得られる接触面積と 1.5 m/s 程度の流速において $R_{\text{f}} \doteq 0.02^\circ\text{C/W}$ を得ることは容易でこれは冷却水温が 80°C でもなお整流器は十分な負荷電流を供給できることを示している。この温度は日常使用している自動車冷却水の標準温度であるが、電解設備が多くの時間無人運転されることを考慮してさらに 20°C 低い温度を一般の最高水温とし、同時に整流器の定格を余裕あるものとしている。

一方熱交換器 (冷却器) の大きさは空気-水間の温度差 ($T_{\text{a}} - T_{\text{w}}$) が少なくなると急激に増大し、 $T_{\text{a}} - T_{\text{w}} \geq 8 \sim 10^\circ\text{C}$ 程度が経済的に容易な値である。風冷式整流器で冷却風が室内へ放出されたばあいの保守の快適性を考慮したとき、JEM-1156 でも標準水温を 25°C としていることは妥当な基準を与えるものといえよう。しかし液冷式シリコン整流器では循環水温に対する制限が前述のようにはるかに高く、また P の熱量をとり去る冷却流体の温度上昇 ΔT は空気、水に対し式 (2.4), (2.5)

$$\Delta T_1 \doteq 45.7 \times \frac{P \text{ (kW)}}{\text{風量; m}^3/\text{min}} \quad (2.4)$$

$$\Delta T_2 = 14.4 \times \frac{P \text{ (kW)}}{\text{(水量: l/min)}} \quad (2.5)$$

で求められるが実際の装置では ΔT_2 を ΔT_1 の数分の一の 3~4°C 程度にすることが容易である点もあわせ考慮すると、液冷式 シリコン 整流器は、

- (1) 外部冷却水量が少ないまたは高い温度の冷却水しか使用できないばあいにも使用できる。
 - (2) 冷却水がまったく得られないばあいでも水—空—気冷却器を使用し 40°C の気温でも運転できる。
- ことが結論される。これはシリコン整流器の特長が液冷方式においてもそのまま生かされる結果である。

また整流器室が腐食性 ガスの侵入を阻止できない構造であるとき風冷密閉循環形 キュービクル も考慮の対象となるが、最近単位 キュービクル 電流量が数十 kA と増大しているような例では、大電流導体が多数貫通する密閉キュービクル は製作が困難あるいは高価になるから、このようなときも液冷式が選択の対象となる。

冷却流体として水を中心として説明してきたが、他に油、エチレングリコールなども考えられる。しかし一般の用途には冷却効果、保守の問題および イグナイトロン 整流器の製作経験より イオン交換樹脂による純水を使用している。

3. 大阪チタニウム納めシリコン整流器

ここでは最近完成した液冷式 シリコン 整流器についてその設計内容と試験結果について報告する。

3.1 機器仕様

(a) 一般事項

用途 マグネシウム 電解
受電 三相 60 c/s 3.5 kV
定格 3,840 kW 120 V 32,000 A
電圧 120 V-16 V

(d) シリコン 整流器

形式 SE-1W20CX
結線 相間リアクトル付六相二重星形
整流素子 SR-200-12 形
冷却系統 水冷式冷却器およびポンプ 各2組

(c) 変圧器関係

誘導電圧調整器 1 台 (常時運転中の調整用)
タップ変圧器 1 台 (起動、電槽数変化時の調整)
整流器用変圧器 1 台 (送油風冷、相間リアクトル別置方式)

(d) 制御装置

磁気増幅器形自動定電流装置 1 式
機器の全体的な単線結線図は図 3.1 に示されている。

3.2 冷却系統

この装置が設置される大阪チタニウム 尼崎工場は関電 尼崎火力および日新製鋼に隣接しつねに濃い煤煙にさらされているほか、塩素ガスその他の腐食性ガスについても考慮する必要があった。変電所建家は完全な密閉構造ではなく、冷却水はあまり上質でないが最高温度 33°C

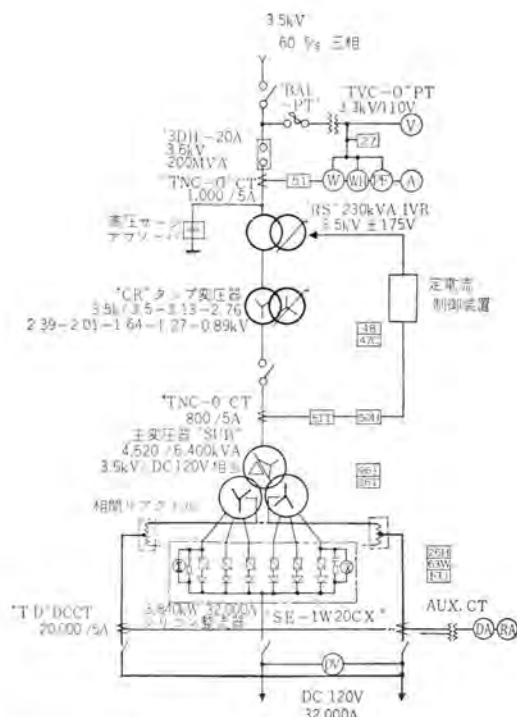


図 3.1 3,840 kW 32,000 A シリコン 整流器単線結線図
Fig. 3.1 Single line diagram of 3,840 kW 32,000 A silicon rectifier.

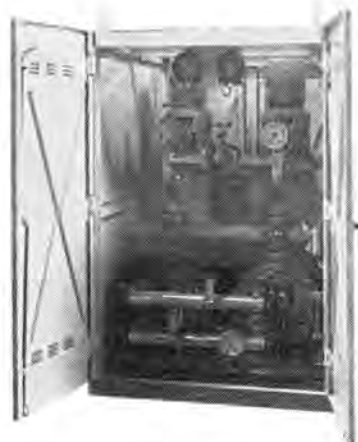
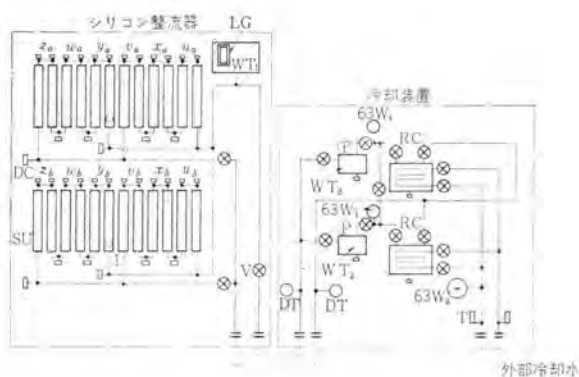


図 3.2 冷却装置
Fig. 3.2 Set of water pumps and heat exchangers.

の用水の流用が可能であった。以上の条件から水冷式冷却器を使用した純水循環方式が採用された。

この装置は連続運転に対する要求が強く、万一冷却装置に故障が生じても停止しない、保守もできるだけ運転中に行ないうることを目的として冷却装置は 2 系列設けられ、バルブで切換えうるようにし一括して別のキュービクルにまとめられている。

冷却器は内部循環水と外部冷却水とが完全に区分され、両端のカバーをはずして外部水系の保守が行なえる。冷却装置は大地電位で動作し、この水系に対するポンプ容量は 0.75 kW 200 l/min 10 m である。冷却系の保護は断水継電器、循環水温度および素子取付台の温度検出によっている。全水系に対する循環水の温度差はきわめて少ないからこれらの保護は効果的に動作する。



記号	名 称	記号	名 称
SU	整流器取付台	63W	圧力計 (接点付)
P	循環水ポンプ	V	バルブ
WT ₁	調圧水そう	DC	排水排気キャップ
WT ₂	循環水水そう	RC	水冷式循環水冷却器
LG	水面計	T	温度計
DT	ダイヤル温度計(接点付)		

図 3.3 32,000 A シリコン 整流器冷却系統

Fig. 3.3 Cooling system of 32,000 A water-cooled silicon rectifier.

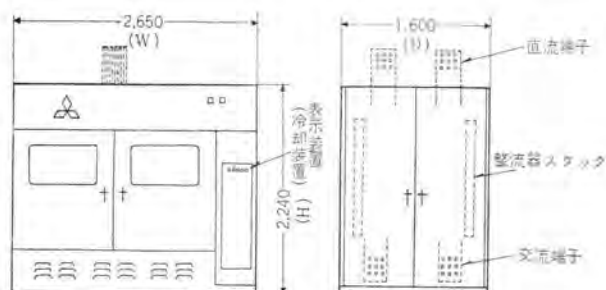


図 3.4 SE 形液冷却 シリコン 整流器外形

Fig. 3.4 Type "SE" liquid-cooled silicon rectifiers.

3.3 シリコン整流器

整流器は図 1.1 および図 3.4 に示される外形で単位 キュービクル 当たり電流量ではわが国はもちろん外国の例と比較しても最大級に属する。設計上第一に要求される点は、風冷式整流器と同等あるいはそれ以上に保守が容易なことで、化学工場にて長期間使用して安定な構造である。

キュービクルは大電流のため各部に SUS などの非磁性材料が使用されているほか、このような電流量の整流器では導体とワッ組相互間のインダクタンスにより転流時に生じる電圧でワッ組に循環電流が流れ、大きな損失を生じることがあるのでその防止に特別な考慮が行なわれている。

素子取付台は直流側導体を兼用し 12 列ずつ最前面に配置され、保守点検はトビヤを開くだけで風冷式と同様の容易さで行なえる。水系は閉鎖循環系統を形成し、各部材質および表面処理の組合せにはとくに注意が払われて

いるが電食防止片は使用されていない。機器据付後内部を洗浄して純水を封入すればスケールの堆積、電食はなく保守としては数カ月ごとに少量の水をとり比抵抗を測定する。整流器には純水製造装置を別置付属品としており特殊な液体を購入する不便を省いている。イオン交換樹脂を水系内に組入れた例も外国にあるが運転実績よりその必要を感じていない。

水系の配列は漏れ電流を最少にし、素子の責務を均一にするように決定される。接続はすべて強固に行なわれ、熱膨張差による応力にも注意を払い 3 kg/cm² の圧力試験を行なっている。純水の使用により絶縁配管もきわめて短くてすみ、表 1.1 の例でも納入後水系内部の手入れはまったく行なっていない。

保守を容易にするため、素子取付けは図 3.5 のように水系と無関係に行なわれ素子をはずしても水系は開かない。ゲルマニウム整流器で行なわれた直接水冷は水もれの防止が困難であり、温度的にもその必要を認めない。

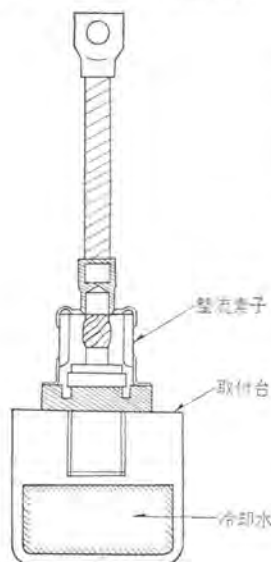


図 3.5 液冷式 シリコン 整流器の断面

Fig. 3.5 Cross section of liquid-cooled silicon rectifier.

また米国においてもゲルマニウム整流器で水冷式トレーが使用された例もあるが、前述の理由のほかに整流素子の信頼度は最近非常に高く、ここ 1 年間に電気化学用に使用された 1,700 個の SR200 形素子の故障が 1 個であるところからもその必要はないと思われる。

整流素子の保護は FL 形速動ヒューズにより行なわれ、万一動作したときには FT 形表示ヒューズが警報を発するとともにキュービクル前面の故障指示装置が位置を表示する。異常電圧に対する保護は



図 3.6 SE 形 シリコン 整流器の構造

Fig. 3.6 Close-up view of type "SE" liquid-cooled silicon rectifier.

高圧側 サージアブソーバ、変圧器の静電シヤヘイ、整流器内の CR 回路および バリスタの組合せにより完全に行なわれる。

整流器内の導体および端子配列はこれに組合せられる相間リアクトル別置式の大電流用変圧器の構造に合致するように考慮されている。この方式は 120,000 A シリコン整流器に採用されて以来、多数の大電流装置に適用されて好結果をおさめているもので、機器間の導体接続がきわめて容易に行なえる利点を有している。

3.4 電流平衡

32,000 A の負荷電流を全素子に均一に流すことは重要な問題である。とくに大電流ユニットでは素子特性間のわずかな差異以上に導体の電圧降下が電流分布に大きな影響を与える。整流器は素子取付台を導体と兼用しており、その形は交流側導体と大幅に異なるので、各並列素子に対する転流リアクタンスの影響も同一形状の導体を使用した以上に複雑となる。

転流時の整流回路電流 i_{di} は波高値を I_{di} 、重なり角を u とすると式 (3.1) で与えられる。

$$i_{di} = \frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos u} I_{di} \quad (3.1)$$

転流リアクタンスが電流分布におよぼす影響をみるにはその電圧降下の通電期間に対する平均値を求めると実用上便利である。この電圧 e_{xm} は導体インダクタンスを L_i 、転流群相数を p として式 (3.2) で求められる。

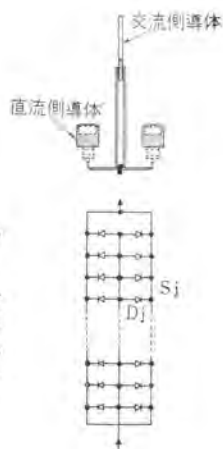


図 3.7 導体とリアクタンスの影響

Fig. 3.7 Conductor arrangement and reactance effects on current distribution.

表 3.1 導体とリアクタンスの影響

区間 (S_j)	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9
交流側導体									
$I_{di}(10^3 A)$	7.2	6.4	5.6	4.8	4.0	3.2	2.4	1.6	0.8
$L_i(10^{-7} H)$	0.60	0.62	0.64	0.67	0.69	0.73	0.77	0.81	0.86
$e_{xm}(10^{-3} V)$	7.76	7.13	6.50	5.75	4.99	4.18	3.31	2.23	1.23
直流側導体									
$I_{di}(10^3 A)$	7.76	14.9	21.4	27.1	32.1	36.3	39.6	41.9	43.2
$L_i(10^{-7} H)$	0.4	0.8	1.2	1.6	2.0	2.4	2.8	3.2	3.6
$e_{xm}(10^{-3} V)$	0.61	1.22	1.83	2.45	3.06	3.67	4.28	4.90	5.51
整流素子 (D_j)									
$\Sigma I_{j-1} + \Sigma' I_j (V)$	0.275	0.347	0.406	0.453	0.495	0.505	0.560	0.50	0.474
$\Delta e_{xm} (V)$	0.285	0.213	0.154	0.107	0.075	0.055	0	0.060	0.086
$\Delta e_{xm} (10^{-3} V \cdot sec)$	1.53	1.18	0.855	0.595	0.417	0.306	0	0.333	0.478

$$e_{xm} = \frac{p \cdot \omega^2}{2\pi} \cdot \frac{L_i \cdot I_{di}}{1 - \cos u} \int_0^u \sin \omega t \cdot dt \quad (3.2)$$

これは実際の計算では簡単な形となりこの例では、

$$e_{xm} = 180 \cdot L_i \cdot I_{di} \quad (3.3)$$

e_{xm} を交流側、直流側導体の各区分 (S_j) について計算し、互いに逆方向より求めた和 Σe_{xm} , $\Sigma' e_{xm}$ を順次加えると各素子 (D_j) に対する電圧降下が求められ、さらに $(\Sigma_{j-1} + \Sigma'_j)_{max} - (\Sigma_{j-1} + \Sigma'_j)$ が並列素子間の不平衡電圧となる。これをこの整流器について検討した結果が表 3.1 に示されている。抵抗分についても同様に考えられるが実際の値では前者の約 1/10 程度であり、検討の精度からみて省略しても大差ない。

ここから知られるように各並列素子に対する転流リアクタンスの影響は必ずしも一様ではない。このための各素子に対する差異を補償するほか、異相導体間の近接による磁界の影響もあわせて回路上の考慮が行なわれ調整されている。

3.5 試験結果

負荷試験の結果はこの整流器に採用されている冷却方式が十分の裕度を有し、また突発的な変化に対しても安定なことを示している。図 3.8 に示されるように素子の温度上昇はきわめて低い。図 3.9 は各素子の電流分布を

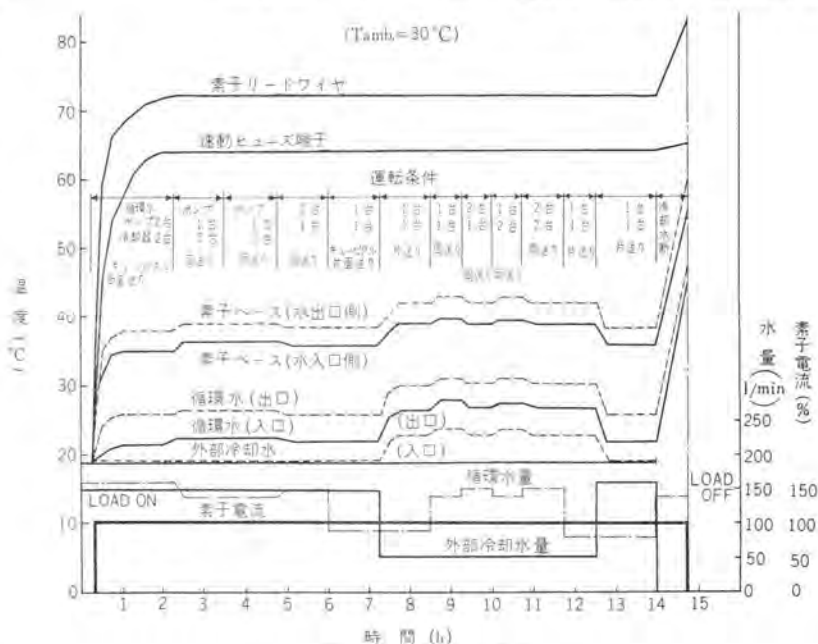


図 3.8 負荷試験結果

Fig. 3.8 Load test result-temperature rise.

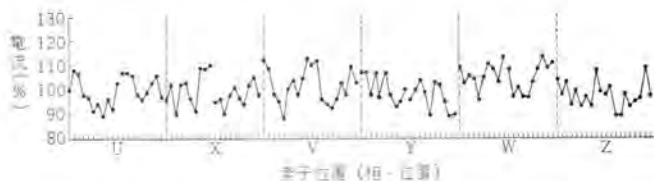


図 3.9 素子電流分布

Fig. 3.9 Current distribution of rectifying cells.

示している。

定格負荷に対する整流器効率 η は冷却系入力も含めて98.9%，電圧調整機器も含めた総合効率は97.1%となった。また全機器組合せにおける電圧変動率は均9.2%である。

4. 液冷式シリコン整流器の検討

4.1 他の方式と問題点

液冷方式は三相全波結線にも容易に応用することができる。素子取付台の電位が異なる点は水系配列に注意することにより解決されている。さらに素子2個直列の回路も製作されているが、素子にそう入された保護ヒューズが確実な選択シャ断を行ない、また故障素子のため他の素子の電圧分担その他に悪影響が生じないように構造、回路上の考慮が払われている。

図4.2の例では風冷式の冷却器が使用されているが、これは冷却水がまったく期待できないか水質が悪く水の使用を極力避けたいばあいに適するもので事実大部分の液冷式シリコン整流器がこの方式で製作されており液冷式の利点がもっともよく示される例である。冷却器は屋外

設置も可能でとくにジツアイのいちじるしいときにはフィルタ付の容器におさめることもできる。

これまでに製作された整流器には3.3で説明した構造と若干異なるものもあるが、運転経験からみて1個ずつ別の素子取付台締付部と長いホースからわずかに水の滲出するものがでたことが唯一の問題点であった。これらは運転を停止するものではなかったが現在の設計においてはこの解消に必要な改良が行なわれている。

液冷式の他の特長は屋外変電所の製作が可能なことである。大量の冷却風が吸入するジツアイ、水滴などの問題がないので構造上の制限がいちじるしく少ない。当社の第1号シリコン整流器は屋外無人変電所として製作され、すでに4年間の運転を行なっている。しかし設置個所が苛酷なことにもよるが、キューピクル自身の呼吸作用により自然に吸入されるホコリの付着は長い期間にはわずかではあるが避けがたい。これは逆にみれば風冷式の屋外設置はきわめてむずかしいことを示しているともいえる。

4.2 標準系列

電解用電源としての要求を考慮し、以上に説明した方式で一連の標準系列が作られている。これは電流定格に

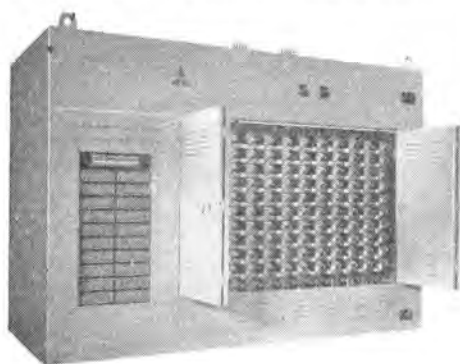


図 4.1 3,565 kW 液冷式シリコン整流器 (3 相全波結線、江戸川化学納)

Fig. 4.1 3,565 kW liquid-cooled silicon rectifier, 3-phase bridge connection.

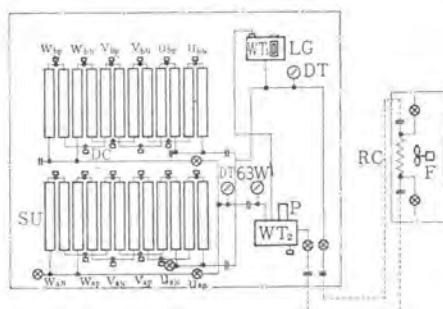


図 4.2 シリコン整流器冷却系統 (3 相全波風冷冷却器付)

Fig. 4.2 Cooling system of water-cooled silicon rectifier with water-to-air heat exchanger, 3-phase bridge connection.

記号	名 称
SU	整流器取付台
P	循環水ポンプ
WT ₁	調圧水そう
WT ₂	循環水水そう
LG	水面計
DT	ダイヤル温度計 (接点付)
63W	圧力計 (接点付)
V	バルブ
DC	排水排気キャップ
RC	風冷式冷却器用
F	冷却器用ファン



図 4.3 風却式循環水冷却器
Fig. 4.3 Water-to-air heat exchanger with air filters.



図 4.4 屋外変電所 (三菱化成納)
Fig. 4.4 Out-door type silicon rectifier.

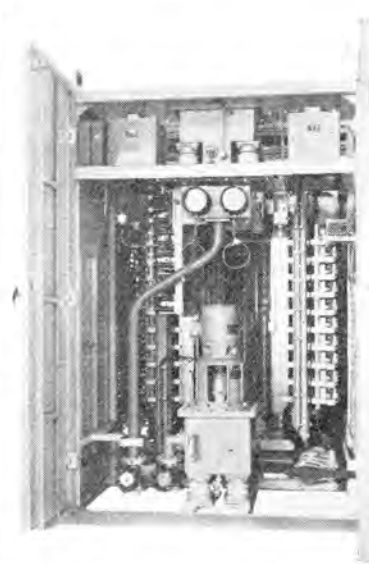


図 4.5 液冷式シリコン整流器内部
Fig. 4.5 Inside of liquid-cooled silicon rectifier.

表 4.1 SE 形液冷式 シリコン 整流器標準系列

番号	形 名	最大電流 定格 (A)	外形寸法 (mm)			概略重量 (kg)
			幅 (W)	奥行 (D)	高さ (H)	
1	SE-1W16C	14,000	2,650	900	2,240	1,800
2	SE-1W20C	17,000	2,650	900	2,240	1,900
3	SE-1W24C	20,000	2,650	900	2,470	2,000
4	SE-1B16C	7,000	2,650	900	2,240	1,800
5	SE-1B20C	8,500	2,650	900	2,240	1,900
6	SE-1B24C	10,000	2,650	900	2,470	2,000
7	SE-1W16CX	28,000	2,650	1,600	2,240	3,500
8	SE-1W20CX	34,000	2,650	1,600	2,240	3,600
9	SE-1W24CX	40,000	2,650	1,600	2,470	3,800
10	SE-1B32C	14,000	2,650	1,600	2,240	3,500
11	SE-1B40C	17,000	2,650	1,600	2,240	3,600
12	SE-1B48C	20,000	2,650	1,600	2,470	3,800

注：ここに示された段間の中間の整流器も製作されている。

より区分され所要の電圧に応じて整流素子を選定する。

表 4.1 の外形は図 3.4 に対応しているものである。

標準系列ではとくに要求がない限り冷却装置も整流器キュービクルに収容され冷却器は別置でいずれの形も使用できる。交流および直流端子は配置に応じて位置の変更が可能で、またさらに大電流の要求には幾面かのキュービクルを使用する。

4.3 冷却方式の比較

総合的なプラントレイアウトを行なう際、利用できる冷却水の引当のほか補助動力設備、運転費用などについても慎重な検討が必要である。表 4.2 はその一例を示したものであるが工場全体としてもっとも経済的かつ便利な方式を選定することが大切である。なお実際の設備は所要量に比し若干の余裕をとることはもちろん必要である。

4.4 外国における製作例

ゲルマニウム整流器では多数の直接水冷式整流器が製作されているが、大容量シリコン整流器では I-T-E 社の 3,000 kW 整流器（塩水電解）、Oerlikon 社の 2,500 kW 設備（マグネシウム電解）などいずれも本文と同じく間接冷却方式を採用している。また 35,000 kW（風冷式ゲルマニウム整流器（建家に風ダクトを設け水冷式冷却器使用）を購入運転した Diamond Alkali 社の報告では建家関係に \$6.28/kW、冷却器に \$1.8/kW の費用を要し、つぎに建設するとすればシリコン整流器で屋外設置の水冷方式が考えられるとのべているのは興味ある点である。

5. む す び

以上に報告したように大電流液冷式シリコン整流器は純

表 4.2 各種冷却方式の比較

冷却方式	整流器 本体 (kW)	付加冷却装置 および動力 (kW)	冷却系 全動力 (kW)	外部冷却水		年間 電力量 (kWh)	年間 電力料 (万円)	年間 水量 (t)	年間 水道料 (万円)
				水温 (°C)	水量 (t/h)				
単相風冷	冷却器 12×0.4	(良質の空気がえられ適当に機室でできること)	4.8	—	—	4.1×10 ⁴	13.4	—	—
風冷、ダクトおよびファン付	冷却器 12×0.4	ファン 2 台 2×5.5	15.8	—	—	13.5×10 ⁴	47.3	—	—
風冷、水冷式冷却器付	冷却器 12×0.4	冷却器 4 台 送風機 12×0.4 ポンプ 2×0.75	11.1	25	22	9.5×10 ⁴	33.2	18.8×10 ⁴	(3)
風冷、冷房装置使用	冷却器 12×0.4	ユニテヤ DU-150A 6 台 コンプレッサ 6×2×3.7 送風機 6×2×1.5	67.2	26.7	23	57.2×10 ⁴	200	19.6×10 ⁴	(3)
単相水冷	ポンプ 2×0.75	(低電圧向き、水質に制限あり)	1.5	35	10	1.3×10 ⁴	4.6	8.5×10 ⁴	上水道 42.5
三相水冷	ポンプ 2×0.75	冷却器 2 台 ポンプ 2×0.75	3.0	33	15	2.6×10 ⁴	9.1	12.8×10 ⁴	(3)
循環水冷風冷式冷却器	ポンプ 2×0.75	冷却器 2 台 冷却器 2×6×0.4	6.3	—	—	5.4×10 ⁴	18.9	—	—

- 備考 1. 9,000 kW 250 V 36,000 A シリコン整流器について検討。
2. 年間実働 355 日、補助動力電源コスト 3.5 円/kWh とした。
3. 水道料が示されていないものは一般工場用水単価の確立が困難なため。

水循環冷却方式の採用と、水密で強固な構造の完成により電解用直流電源として信頼度高く長期間の連続運転に耐えるものとなっており、その特性より腐食性ガスと冷却用水に悩む化学工場にとって一つの有効な解決法を与えるものと思われる。ただ製作容量的にみて電気化学用の 10% に満たないが、これは風冷式として購入仕様が与えられることにも一因がありそれだけに採用された前記化学会社各位のご理解とご協力に深く感謝するものである。

これと並行して風冷式の電解用大電流シリコン整流器の系列も作られており、両者をあわせて化学工場におけるあらゆる直流の要求に対応できるよう準備されているがその詳細については別の機会に報告したいと考えている。

参 考 文 献

- (1) D. R. Coleman: Some Performance Parameters of Silicon Junction Power Rectifiers. Electronic Eng. (Feb. 1960).
- (2) L. W. Burton: Germanium Power Rectifiers. Direct Current. (June. 1956).
- (3) O. Jensen, C. Harshbarger: A 3,000kW Semi-conductor Rectifier. AIEE CP 58-334.
- (4) B. Storsand: 20,000A Silicon Rectifier Installation for Electrolysis. Bulletin Oerlikon, No. 336/337, p 140.
- (5) T. C. Ward, G. Choma: Start-up and Initial Operation of a Large High Voltage Germanium Rectifier Equipment. AIEE CP 60-212.
- (6) 岩崎 他: 低圧電動ヒューズ「三菱電機」34, No. 11, p. 77 (昭 35).

レクチフロードライブ

長崎製作所 武田 英夫*・新良 由幸**・九里 英輔**

RECTIFLOW DRIVE

Nagasaki Works Hideo TAKEDA・Yuko SHINRYO・Hidesuke KUNORI

RECTIFLOW DRIVE is a new speed control system combining an induction motor, a silicon rectifier and a DC current motor. It is capable of recovering slip power which is impracticable by conventional rheostatic control of wound rotor induction motors. This permits to obtain high efficiency to the extent of 90~80 % over a wide range of speed control as a driving system. Mitsubishi has completed 2×225 kW, 280 kW and 150 kW sets and is now producing 1,500 kW, 110 kW, 95 kW and 80 kW sets. Effect of higher harmonics occurring when a metal rectifier is inserted on the secondary side of the induction motor is solved analytically. Speed regulation being kept within 1.5~5 %, addition of simple control system by using a magnetic amplifier makes possible of speed control of high accuracy below 1 % error. The future is quite promising, and further there is possibility of replacement by a static device making use of a controlled semi-conductor rectifier.

1. ま え が き

レクチフロードライブは巻線形誘導電動機・半導体整流器および直流電動機を組合せた新しい速度制御方式に与えられた商品名である。ウエスチングハウス電機会社では数年前から実用化され工作機械にひろく用いられている。当社でも神戸製作所および長崎製作所においてモデルテストを行なって、問題点を解明しさらに 11 kW の試作機を完成して後、製品化に着手した。この方式は従来の誘導電動機速度制御方式がスベリに比例した電力損失を生じていたのに比し、この損失を回収することができるので、駆動系として全速度制御範囲にわたって高効率を得ることができ、50 % のスベリで 90 % 程度の高効率を得ることも容易である。また速度変動率も小さく電磁継手（当社 AS モータ）方式のような磁気増幅器を使用した速度制御装置も不用であって無負荷から全負荷まで 1.5 % 程度の速度変動におさえることも可能である。すでにセメント工場用に 2×225 kW、工場用通風機として 280 kW の製品を昨年徳山曹達株式会社に納入し、本年も 150 kW の製品をゴムストレーナ用としてブリヂストンタイヤ株式会社久留米工場に納入している。さらに渡瀬船用として 1,500 kW、110 kW、95 kW のセットも製作中である。

2. 動 作

レクチフロードライブは図 2.1 のように同一軸に結合された巻線形誘導電動機および直流電動機と誘導電動機の二次電力を整流して直流電動機の電機子に直流電力を供給する半導体整流器（主としてシリコン整流器）と直流電動機の界磁制御回路から成り立ち、この直流電動機の界磁を変化させることにより、速度制御を行なうものである。誘導電動機の入力、出力、スベリをそれぞれ P_1 、 P_0 、 s と

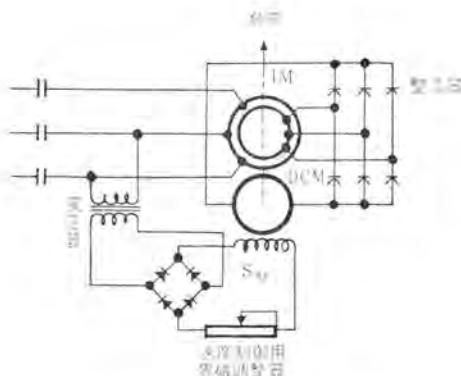


図 2.1 レクチフロードライブ 原理図
Fig. 2.1 Basic diagram of RECTIFLOW DRIVE.

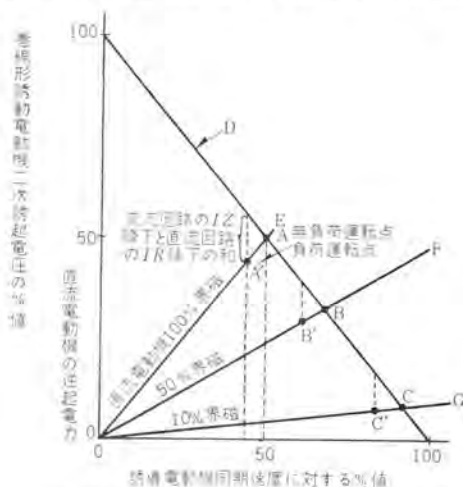


図 2.2 レクチフロードライブの電圧—速度特性
Fig. 2.2 Voltage-speed characteristic of RECTIFLOW DRIVE.

すれば

$$P_0 = P_1(1-s) \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

であり sP_1 は熱損失として失われていたのであるが、レ

クチフロードライブではこの sP_i を整流して直流電動機により回収することができるので速度制御範囲のすべてにわたって高効率を得ることができることになる。回収電力は直流電動機の損失があるので $\eta_D sP_i$ (η_D は直流電動機の効率) になるが、出力は

$$P_o = P_i(1-s) + \eta_D sP_i \quad \cdots \cdots (2.2)$$

となって定出力特性を有している。

レクチフロードライブの交流側は普通の巻線形誘導電動機で、その二次誘起電圧は図 2.2 の D に示すとおりスベリに比例して直線的に増加する。また直流電動機電機子の逆起電力は界磁の強さによりそれぞれ E, F, G のように速度に比例して直線的に増加する。

このため誘導電動機の二次誘起電圧を半導体整流器により整流し、直流電動機の電機子に印加すると直流電動機の逆起電力にうちかち、誘導電動機二次回路および直流電動機電機子回路に電流を流し、両者は負荷トルクを分担して回転する。

運転中に直流機の励磁を減らすと逆起電力が減少してより多くの電流が流れ、トルクは増大し回転部を加速せしめるが、速度が増加するにつれて誘導電動機の二次誘起電圧は減少し、逆に直流電動機の逆起電力は増大して電流はしだいに減少し、負荷トルクと電動機トルクとが平衡するのに必要な電流に達した時点で加速を終わりこの速度が新しい運転速度になる。

直流電動機の界磁をゼロにすると、誘導電動機の二次側は低インピーダンスで短絡されたことになり最高速度で運転する。

無負荷時と負荷時の速度変動は図 2.2 のように環流する電流による誘導電動機二次側の IZ 降下と直流機の IR 降下（整流器の順方向電圧降下をふくむ）の和だけ逆起電力が変化するので点 A から A' まで速度は変化するが、直流電動機に直巻差動界磁を設ければ速度変化は 1.5% 程度におさえられる。またさらに速度変化を小さくしたい場合には電動機軸に指速発電機を設け、この誘起電圧と設定電圧とを比較し自動的に直流電動機の界磁を補正する。

以上の特長を要約するとつぎのようになる。

- (1) 広い速度制御範囲にわたって効率のよい連続制御ができる。
- (2) 直流電動機の界磁により速度制御ができるので制御に要する電力はわずかであり、速度変動率も小さい。
- (3) 起動トルクは直流電動機と誘導電動機の両者から与えられるのでかなり大きくとれる。
- (4) 機械的動力の一部は誘導電動機から直接に供給されるので整流器および直流電動機の定格出力は sP_i に相当する小さなものでよい。
- (5) 巻線形誘導電動機によって整流器の過負荷、開閉サージなどが保護される。

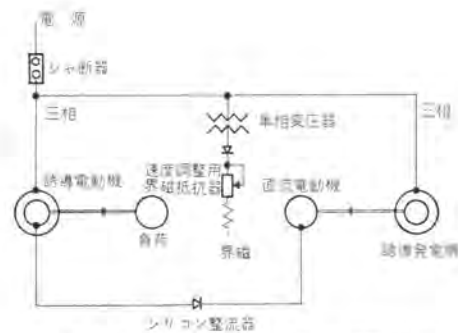


図 3.1 変形レクチフロードライブ 原理図

Fig. 3.1 Basic diagram of modified RECTIFLOW DRIVE.

3. 変形レクチフロードライブ

据付上の理由から図 2.1 のように直流電動機と誘導電動機を直結できない場合や、高速機で直流機と誘導機を直結することが軸振動などの点で好ましくないとき、あるいは低速機で直流機が大形になる場合は、図 3.1 に示す変形レクチフロードライブ方式とする。すなわち sP_i を誘導発電機によって電源に帰還する方式である。誘導発電機が増加するのでコスト高となるように思われるが、実際は直流電動機、誘導電動機ともに単一速度でよくこの速度は回転機がもっとも経済的になる点を任意に選定できるので、かえって経済的に有利である。ただしこの場合は定トルク特性となり、誘導発電機の損失分だけ駆動系の効率は低下する。

しかし据付の自由度が大きくなるので、屋外用、防爆の必要がある場合も誘導電動機だけを屋外用あるいは防爆形とし他の機器は普通形式とすることもできる。また既設の巻線形誘導電動機も変形レクチフロードライブ方式によれば、据付上なら特別な考慮を払わなくても容易に効率のよいレクチフロードライブに改造することができる。すなわち誘導発電機、直流電動機、シリコン整流器などを適当な場所に設置して既設の誘導電動機二次側に接続するだけで十分である。

4. 単巻変圧器を併用したレクチフロードライブ

速度制御範囲が大きくなるとスベリ電力 sP_i も大きくなってくる。一方レクチフロードライブ用直流機は誘導電動機の最小スベリにおける二次電流に相当する通電容量と、スベリに比例して増大する誘導電動機二次電圧を整流して得られる電圧（厳密には内部電圧降下を除いた値）を電機子に誘起する必要がある。したがってたとえば速度制御範囲を 1:3 とすれば直流電動機の容量は誘導電動機容量の約 2/3 必要である。一般には定トルク特性の負荷が多く、この場合は速度が低下するのに伴って出力も減少し、誘導電動機二次電流も減少するが二次電圧は増加する。ここで図 4.1 のように誘導電動機二次側に単巻変圧器を入れ、タップ切換えを行なってスベリが大きくなり二次電圧が高くなった所で電圧を $1/n$ に低減すれば電流は n 倍になるがこの値を二次側最大電流以下となるようにすれば直流機の容量を小さくとることができる。図 4.2 に示

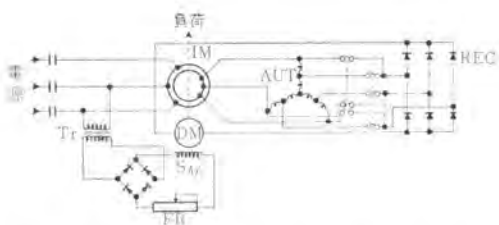


図 4.1 単巻変圧器を用いたレクチフロードライブ
Fig. 4.1 RECTIFLOW DRIVE with auto-transformer.

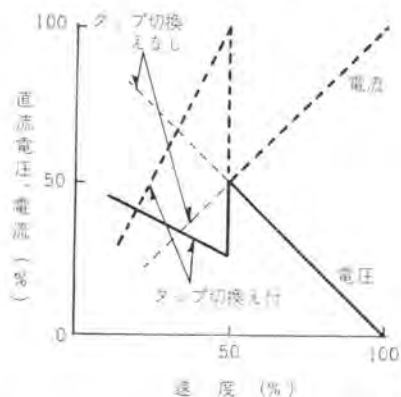


図 4.2 単巻変圧器を用いたレクチフロードライブの電圧—電流特性
Fig. 4.2 Voltage and current characteristic of RECTIFLOW DRIVE with auto-transformer.

すのはこの一例である。スベリ 50% の点で二次電圧を 1/2 に低減すれば二次電流は 2 倍となるが負荷 トルク が一定であれば最大二次電流に等しいから、誘導電動機の 1/2 容量の直流機を用いて速度制御範囲を 1:3 あるいは 1:4 と大きくとれる。原理的にはこの タップ 切換段数を多くすれば直流機電機子の誘起電圧を低くおさえることができ、直流機容量を低減できるが、実際には タップ 切換装置が大きくなりあまり経済的でない場合が多い。小形機の場合は タップ 切換えは行なわず誘導電動機の約 2/3 容量の直流機を用いて、速度制御範囲 1:3 までの製品を標準としている。

5. レクチフロードライブの構成要素

レクチフロードライブはすでに述べたとおり誘導電動機、直流電動機、シリコン 整流器、誘導発電機などから構成されているがこの各構成要素につき概説する。

5.1 誘導電動機

従来の巻線形誘導電動機と異なる所はない。据付けの点から直流電動機とタンデムに結合する場合、ベルト結合を行なう場合もある。また小形機の場合は直流電動機と誘導電動機を同一軸としてフレームも共通としたユニットフレーム形が取扱上有利であろう。

5.2 直流電動機

誘導電動機二次側の電圧 (スベリ $s=1$) 電流 (定格値) をそれぞれ E_2 , I_2 とすれば直流電動機の定格は次式で概算できる。

$$\text{電圧 } E_d = 1.35 \times E_2 \dots \dots \dots (5.1)$$

$$\text{電流 } I_d = 1.35 \times I_2 \dots \dots \dots (5.2)$$

式 (5.1) は厳密にはレクチフロードライブ系の内部電圧降下すなわちシリコン 整流器順方向電圧降下、誘導電動機の内部電圧降下、直流機の内部電圧降下を差引く必要があるが軽負荷の場合まで考えると式 (5.1) で大きな誤差は生じない。式 (5.2) の交流—直流換算比も正確には整流器回路の重なり角を考慮しなければならないが、式 (5.2) で概算してさしつかえない。

直流電動機としてとくに注意を要するのは残留電圧である。磁気回路の設計に考慮を払い残留電圧をなるべく小さく押えないと最小 スベリ が大きくなって最高速度を高くとることができなくなる。通常のレクチフロードライブ系ではこの最小スベリは 8~12% の程度である。使用機器によっては 2~3% の場合もあるが 10% 以下を目標として製作している。残留電圧を小さくするため直流機界磁を逆方向に励磁する方法もあるが、あまり逆方向に強

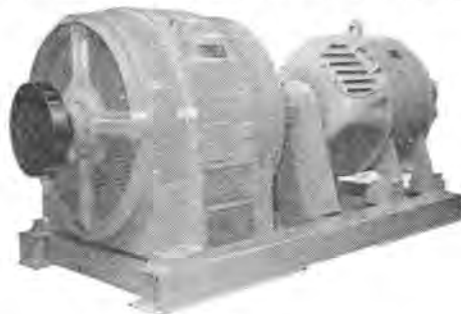


図 5.1 280 kW レクチフロードライブ
Fig. 5.1 280 kW RECTIFLOW DRIVE (speed control range 430~225 rpm).

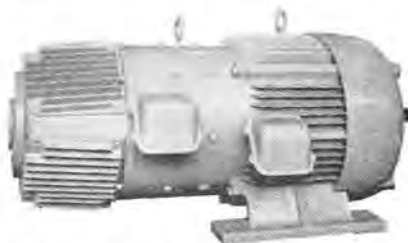


図 5.2 15 kW ユニットフレームレクチフロードライブ
Fig. 5.2 15 kW unit frame RECTIFLOW DRIVE (speed control range).

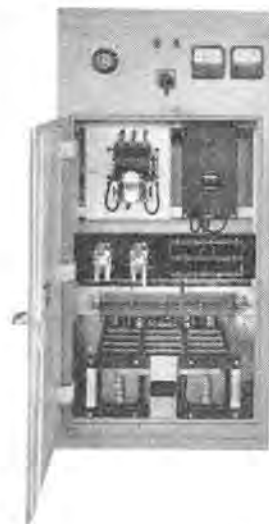


図 5.3 15 kW レクチフロードライブ用制御盤
Fig. 5.3 Control panel for 15 kW unit frame RECTIFLOW DRIVE.

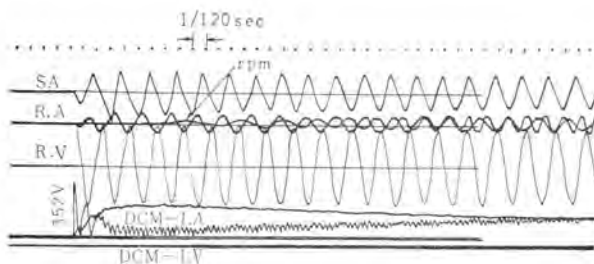


図 5.4 225 kW レクチフロードライブの起動特性
Fig. 5.4 Starting characteristic of 225 kW RECTIFLOW DRIVE.



図 5.5 150 kW レクチフロードライブ用シリコン整流器盤 (強制風冷)
Fig. 5.5 Silicon rectifier for 150 kW RECTIFLOW DRIVE (Fan cooled DC 440 V 185 A).

く励磁すると、整流器によって直流機の電機子を短絡した形となって定格電流以上の循環電流が流れる場合があるので注意を要する。むしろブラシ位置を少しずらすか、直巻差動界磁を設けることが望ましい。直巻差動界磁を設ければ速度変動も少なくなって好都合である。

界磁調整器は通常の直流機用と異なりガテンシオメータ式のものをを用いて界磁電流を0にできるよう設計する。起動抵抗は誘導電動機二次側に接続し、最悪の場合も誘導電動機だけでも使用できるよう考えている。また起動用カム形制御器を利用して誘導電動機の二次側を完全に短絡するように配慮している。

なお直流電動機の定格速度はレクチフロードライブの場合は誘導電動機速度制御範囲と同一であり、変形レクチフロードライブの場合はもっとも経済的な速度を選定できる。

5.3 整流器

整流器としてはシリコンダイオードを使用する。シリコン整流器の定格としては式(5.1)、(5.2)に示した電圧電流でよい。なお過負荷耐量としては定格電流の150% 2時間、200% 1分間(JEM1156 B種)を標準としている。耐電圧について誘導電動機を通してシリコン整流器にかかるサ

ージに耐えうるよう設計することが必要である。また図5.4の起動特性からもわかるように、起動時の数サイクルは誘導電動機の二次側最大電圧がシリコン整流器にかかるので大形機の場合あるいは速度調整範囲がせまくて式(5.1)に示した E_a が比較的小さい場合は、起動時だけシリコン整流器を誘導電動機回路から切離さないとシリコン整流器の選定を経済的に行なうことができない。事故のときにもシリコン整流器の保護上、誘導電動機一次側のシヤ断器はシヤ断時間5サイクル以下の高速度のものが望ましい。シヤ断時間が5サイクル以上のときは別途高速度シヤ断器を直流側にそう入してすみやかにシリコン整流器を回路から切り離さなければならない。

シリコン整流器は強制風冷、ユニット式としDB形過電流継電器、FL形速応性ヒューズ、故障表示器を備えたものを標準としている。

6. レクチフロードライブの電気的特性

レクチフロードライブでは電源側に誘導機が接続されるので系としての電気的特性は誘導機に支配される。この意味でレクチフロードライブに使用される誘導機の特性を解析する。

以下の議論は直結方式、変形方式いずれにも適用しうるものである。

6.1 誘導機の基本式

固定子、回転子の座標軸を、それぞれの鉄心に固定して観察したばあいの回転機の特性は記号的につきぎのよう表現することができる。

$$\left. \begin{aligned} \text{電圧} \quad e_m &= R_{mn} i^m + \frac{d(L_{mn} i^n)}{dt} \\ \text{トルク} \quad T &= \frac{1}{2} \frac{\partial L_{mn}}{\partial \theta_r} i^m i^n \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.1)$$

ただし e_m = 印加電圧 ベクトル
 R_{mn} = 抵抗 テンソル
 L_{mn} = インダクタンス テンソル
 i^n = 電流 ベクトル
 θ_r = 固定子、回転子の位相角

これらは、いずれもスピノール(要素が複素数のテンソル)記号法によるもので指標の上側につけたバーは共役値をとることを意味する。

つきにこれらに座標変換をほどこすと

$$\left. \begin{aligned} e_m &= e_a C_m^a = e_a C_m^a \delta_a^r \quad \delta \text{ は Kronecker の } \delta \\ i^n &= i^a C_a^n \\ R_{mn} &= R_{ab} C_m^a C_n^b \quad L_{mn} = L_{ab} C_m^a C_n^b \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.2)$$

などとして変換後の特性は次式で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} \text{電圧} \quad e_a &= R_{ab} i^b + L_{ab} \frac{di^b}{dt} \\ &\quad + L_{ab} i^b \frac{dC_m^a}{dt} + \frac{dL_{ab}}{dt} i^b \\ \text{トルク} \quad T &= \frac{1}{2} \left[\frac{\partial L_{ab}}{\partial \theta_r} + L_{ab} \frac{\partial C_m^a}{\partial \theta_r} C_n^m \right. \\ &\quad \left. + L_{ab} \frac{\partial C_n^a}{\partial \theta_r} C_m^b \right] i^a i^b \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.3)$$

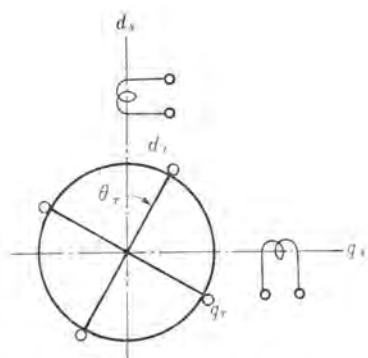


図 6.1 2 相対称機械
Fig. 6.1 2-phase symmetric machine.

いま図 6.1 のような、均一空隙をもつ二相対称機械を考えると、各座標軸をそれぞれの鉄心上に固定して観察したばあいの抵抗およびインダクタンステンソルは近似的に次式で表現される：

$$\left. \begin{aligned} R_{mn} &= \begin{matrix} n & d_s & q_s & d_r & q_r \\ m & d_s & q_s & d_r & q_r \end{matrix} \begin{bmatrix} r_s & & & \\ & r_s & & \\ & & r_r & \\ & & & r_r \end{bmatrix} \\ L_{mn} &= \begin{matrix} n & d_s & q_s & d_r & r_r \\ m & d_s & q_s & d_r & r_r \end{matrix} \begin{bmatrix} L_s & & M \cos \theta_r & -M \sin \theta_r \\ & L_s & M \sin \theta_r & M \cos \theta_r \\ & & L_r & \\ -M \sin \theta_r & M \cos \theta_r & & L_r \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (6.4)$$

いま正相分だけを考慮して

$$j = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

をとれば式 (6.4) は簡単に次式で表現できる。

$$\left. \begin{aligned} R_{mn} &= \begin{matrix} n & s & r \\ m & s & r \end{matrix} \begin{bmatrix} r_s & \\ & r_r \end{bmatrix}, \quad L_{mn} = \begin{matrix} n & s & r \\ m & s & r \end{matrix} \begin{bmatrix} L_s & M e^{j\theta_r} \\ M e^{-j\theta_r} & L_r \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (6.5)$$

ここで瞬時速度 $p\theta_r$ で回転する座標を導入すれば、その変換テンソルは

$$C_{\alpha\beta}^n = \begin{matrix} \beta & s' & r' \\ n & s & r \end{matrix} \begin{bmatrix} e^{j\theta_r} & \\ & e^{j(\theta_r - \theta_s)} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

で与えられ、式 (6.2) にしたがって式 (6.5) の抵抗およびインダクタンスを変換すれば

$$\left. \begin{aligned} R_{\alpha\beta} &= \begin{matrix} \beta & s' & r' \\ \alpha & s & r \end{matrix} \begin{bmatrix} r_s & \\ & r_r \end{bmatrix}, \quad L_{\alpha\beta} = \begin{matrix} \beta & s' & r' \\ \alpha & s & r \end{matrix} \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (6.7)$$

をうる。ここで $L_{\alpha\beta}$ は時間的にも空間的にも不変であることは注意すべき特質で、このため式 (6.3) において電圧の最後の項およびトルクの第 1 項は消滅する。

さらにトルクの式は第 2 項と第 3 項が互いに共役であるため式 (6.3) をつぎのように書き改めることができる。

$$\left. \begin{aligned} \text{電圧} \quad e_{\alpha} &= R_{\alpha\beta} i_{\beta} + L_{\alpha\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} + L_{\alpha\beta} i_{\beta} \frac{dC_{\alpha}^m}{dt} C_{\alpha}^m \\ \text{トルク} \quad T &= L_{\gamma\beta} \frac{\partial C_{\gamma}^m}{\partial \theta_r} L_{\alpha}^m i_{\alpha} i_{\beta} \text{ の実部} \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

式 (6.6)、式 (6.7) を式 (6.8) に代入して計算すれば、この機械の過渡特性を表現する方程式として次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} \begin{matrix} \alpha & s' & r' \\ s' & e_{\alpha} & e_{\beta} \end{matrix} &= \begin{matrix} \beta & s' & r' \\ s' & r_s + L_s(p + jp\theta_r) & M(p + jp\theta_r) \\ r' & M[p + j(p\theta_r - p\theta_s)] & r_r + L_r[p + j(p\theta_r - p\theta_s)] \end{matrix} \begin{matrix} s' & r' \\ i_{\alpha} & i_{\beta} \end{matrix} \\ T &= (-jM) i_{\alpha}' i_{\beta}' \text{ の実部} \end{aligned} \right\} \quad (6.9)$$

トルクの式は両辺に電源周波数をかけて同期ワットで表わし、電圧の式は時間軸を ω 倍して単位法に変換すれば

$$\left. \begin{aligned} \begin{matrix} \alpha & s' & r' \\ s' & e_{\alpha} & e_{\beta} \end{matrix} &= \begin{matrix} \beta & s' & r' \\ s' & r_s + X_s(p + jp\theta_r) & X_m(p + jp\theta_r) \\ r' & X_m[p + j(p\theta_r - p\theta_s)] & r_r + X_r[p + j(p\theta_r - p\theta_s)] \end{matrix} \begin{matrix} s' & r' \\ i_{\alpha} & i_{\beta} \end{matrix} \\ T &= (-iX_m) i_{\alpha}' i_{\beta}' \text{ の実部} \\ \text{ただし、} \quad X_s &= \omega L_s, \quad X_r = \omega L_r, \quad X_m = \omega M \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

とすることができる。

つぎにこの機械の定時特性は $p\theta_r$ を磁界の角速度として選定すれば $p=0$ 、 $p\theta_r=f'$ 、 $p\theta_s=v$ として

$$\left. \begin{aligned} \begin{matrix} \alpha & s' & r' \\ s' & e_{\alpha} & e_{\beta} \end{matrix} &= \begin{matrix} \beta & s' & r' \\ s' & r_s + jf'X_s & jf'X_m \\ r' & j(f' - v)X_m & r_r + j(f' - v)X_r \end{matrix} \begin{matrix} s' & r' \\ i_{\alpha} & i_{\beta} \end{matrix} \end{aligned} \right\} \quad (6.11)$$

と表現しうる。

式 (6.10)、(6.11) を誘導機の基本式として使用する。

6.2 回転子電流

レクチフロードライブでは図 6.2 に示すように誘導機の回転子に三相全波整流回路が接続されている。ゆえに整流回路個々の拘束条件に対して回転子電流を求める必要がある。

いま簡単のために誘導機を 1 個のリアクタンスとみなして図 6.2 から二つの相の電流が重なっている期間(転流期間)の方程式を求めると次式を得る。

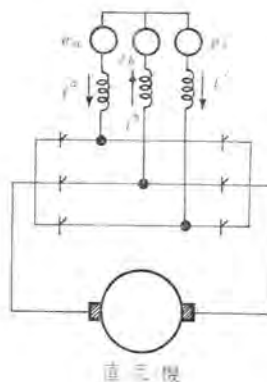
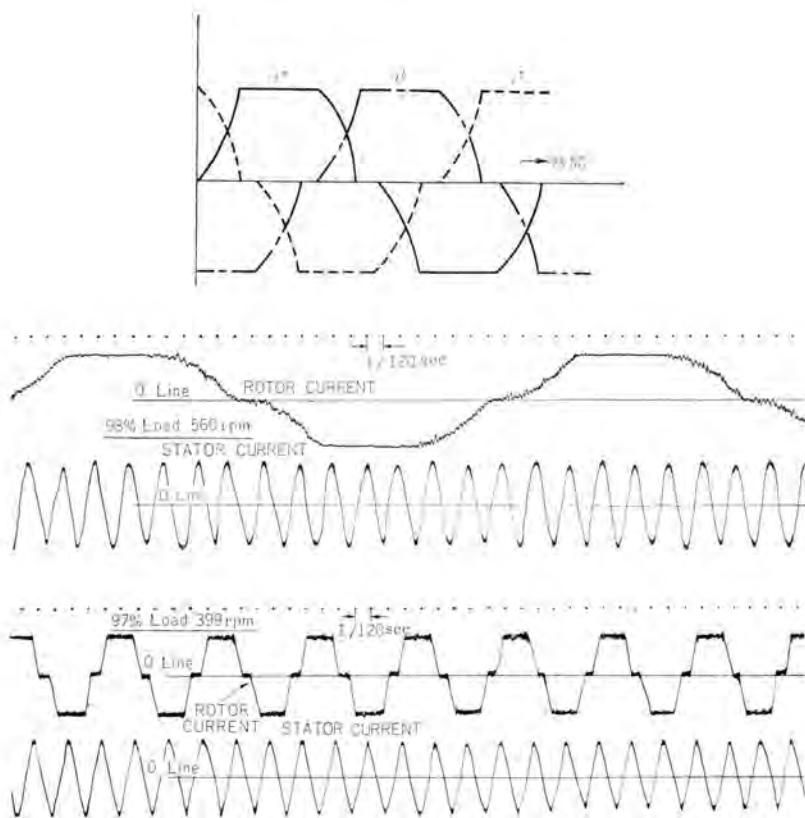


図 6.2 整流回路
Fig. 6.2 Rectifier circuit.



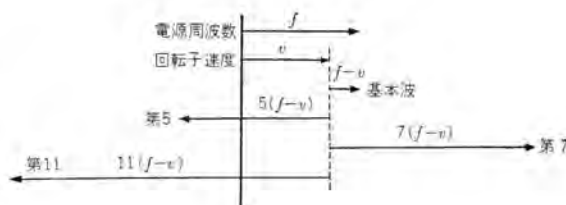
(b)(c) は測定値

図 6.3 誘導機の回転子電流

Fig. 6.3 Rotor currents of induction motor.

図 6.5 各高調波の相回転

Fig. 6.5 Phase rotation of higher harmonics.



$$\left. \begin{aligned} e_a - e_c &= \frac{d}{d\tau} (i^a - i^c) X \\ e_a &= \sqrt{2} E \cos \tau \\ e_c &= \sqrt{2} E \cos \left(\tau + \frac{2}{3} \pi \right) \\ e_a - e_c &= \sqrt{6} E \sin \left(\tau + \frac{\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (6.12)$$

ただし,

$$E = \frac{X_m}{X_s} e_s'$$

$$X = \sigma X_r$$

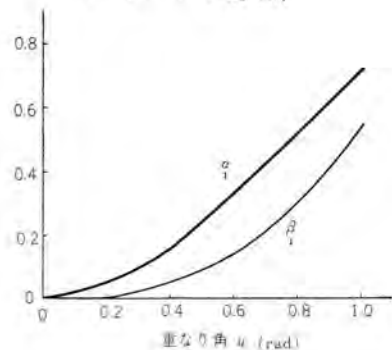
をとる.

整流回路の直流側電流には脈動がないものとし、直流電流を i^d とすれば $i^d = i^a + i^c$ となるので、第1モード(ふつうレクチフロードライバは整流回路の第1モード内で運転される)だけを考慮して $\tau = -\pi/3$ において $i^a = 0$, $i^c = i^d$ を初期条件として式(6.12)を積分すれば次式を得る.

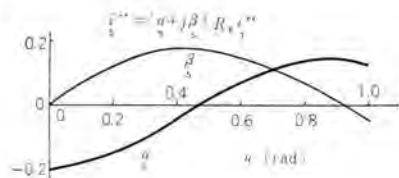
$$\left. \begin{aligned} i^a &= \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{X_m}{X_s} \frac{e_s'}{\sigma X_r} \left[1 - \cos \left(\tau + \frac{\pi}{3} \right) \right] \\ i^c &= i^d - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{X_m}{X_s} \frac{e_s'}{\sigma X_r} \left[1 - \cos \left(\tau + \frac{\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (6.13)$$

基本波

$$i^{**} = \frac{3}{2\pi} (-\alpha + j\beta) \frac{X_m}{X_s} \frac{e_s'}{\sigma X_r}$$



第5調波



第7調波

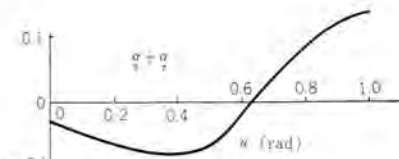
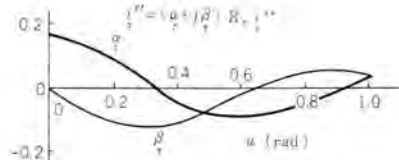


図 6.4 各高調波成分の変化

Fig. 6.4 Harmonic components vs. overlap angle u .

重なりが終わったとき、すなわち $\tau = u$ では $i^c = 0$ となるから

$$i^d = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{X_m}{X_s} \frac{e_s'}{\sigma X_r} \left[1 - \cos \left(u + \frac{\pi}{3} \right) \right] \dots \dots \dots (6.14)$$

として

$$\left. \begin{aligned} i^a &= \frac{1 - \cos \left(\tau + \frac{\pi}{3} \right)}{1 - \cos \left(u + \frac{\pi}{3} \right)} i^d \\ i^c &= \left[1 - \frac{1 - \cos \left(\tau + \frac{\pi}{3} \right)}{1 - \cos \left(u + \frac{\pi}{3} \right)} \right] i^d \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (6.15)$$

とすることができる。 i^a は転流期間における増加中の電流、 i^c は減少中の電流を示しているから回転子電流は図6.3のように変化することがわかる。

これを各高調波成分に分解すれば、3の倍数を除く奇数高調波、すなわち $(6n+1)$ 次調波 ($n=0, 1, 2, \dots$) だけとなりそれぞれ次式で与えられる。

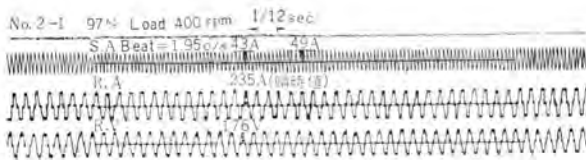


図 6.6 固定子電流の脈動
Fig. 6.6 Beat oscillation of stator current.

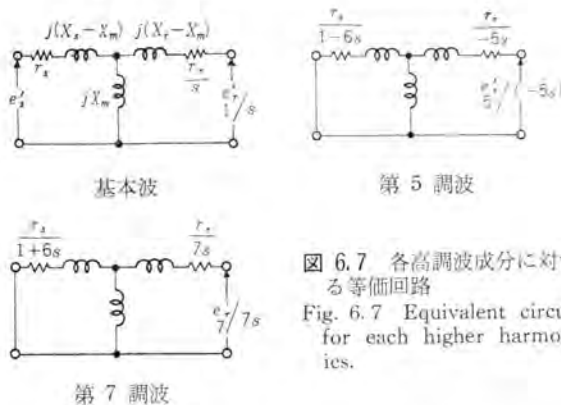


図 6.7 各高調波成分に対する等価回路
Fig. 6.7 Equivalent circuit for each higher harmonics.

$$\begin{aligned} \text{基本波} \quad \bar{i}'_1 &= \frac{3}{2\pi} [\sin^2 u - j(u - \sin u \cos u)] \frac{X_m}{X_s} \frac{e'_s}{\sigma X_r} \\ \text{第 5} \quad \bar{i}'_5 &= \frac{3}{2\pi} \frac{1}{5} \left[\left(-\frac{1}{4} \cos 4u + \frac{1}{6} \cos 6u + \frac{1}{12} \right) \right. \\ &\quad \left. + j \left(\frac{1}{4} \sin 4u - \frac{1}{6} \sin 6u \right) \right] \frac{X_m}{X_s} \frac{e'_s}{\sigma X_r} \\ \text{第 7} \quad \bar{i}'_7 &= \frac{3}{2\pi} \frac{1}{7} \left[\left(\frac{1}{6} \cos 6u - \frac{1}{8} \cos 8u - \frac{1}{24} \right) \right. \\ &\quad \left. - j \left(\frac{1}{6} \sin 6u - \frac{1}{8} \sin 8u \right) \right] \frac{X_m}{X_s} \frac{e'_s}{\sigma X_r} \\ \text{第 } k \quad \bar{i}'_k &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{\sin k \frac{\pi}{3}}{k} \cdot \left[\left(\frac{\cos(k-1)u}{k-1} - \frac{\cos(k+1)u}{k+1} - \frac{2}{k^2-1} \right) \right. \\ &\quad \left. - j \left(\frac{\sin(k-1)u}{k-1} - \frac{\sin(k+1)u}{k+1} \right) \right] \frac{X_m}{X_s} \frac{e'_s}{\sigma X_r} \end{aligned} \quad (6.16)$$

これら各高調波成分の変化の模様を図 6.4 に示す。

6.3 固定子電流

前項に与えた回転子電流の各高調波は、空間的に図 6.5 に示すような相回転をおこなうことが容易に確かめられる。すなわち $(6n-1)$ 次調波は基本波とは逆方向に回転する成分である。したがってその空間的速度が電源周波数 f と一致する点が存在する。すなわち

$$f - 6n(f-v) = -f$$

を解いて

$$v = \frac{3n-1}{3n} f \quad (6.17)$$

ゆえに第 5 調波は $v=2/3f$ 、第 7 調波は $v=5/6f$ においてそれぞれ固定子側に電源周波数と一致した電流を誘起することがわかる。このためこれらの速度の近傍において固定子電流に脈動を生ずる。しかし実際には第 5 調波によるものの以外はほとんど感じられない。(図 6.6

参照)

式 (6.11) において $v=1-s$ 、基本波に対しては $f'=1$ 、第 5 調波に対しては $f'=1-6s$ 、第 7 調波は $f'=1+6s$ …… (s はスベリ) などとおけば、定常特性として次式および図 6.7 の等価回路を得る。

$$\text{基本波} \quad \begin{bmatrix} e'_s \\ e'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + jX_s & jX_m \\ jsX_m & r_r + jsX_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}'_1 \\ \bar{i}'_r \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

$$\text{第 5} \quad \begin{bmatrix} 0 \\ e'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + j(1-6s)X_s & j(1-6s)X_m \\ -j5sX_m & r_r - j5sX_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}'_5 \\ \bar{i}'_r \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$$\text{第 7} \quad \begin{bmatrix} 0 \\ e'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + j(1+6s)X_s & j(1+6s)X_m \\ j7sX_m & r_r + j7sX_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}'_7 \\ \bar{i}'_r \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

これらを電流について解けば固定子電流が求まり脈動の大きさも計算しうる。そのばあい、次項で説明するように誘導機の発生トルクから回転子電流の基本波を求め式 (6.16) からそれに寄生する各高調波成分を計算し式 (6.19), (6.20) などを解けばよい。

ふつうの設計ではもっとも大きい第 5 調波による脈動の大きさは、そのときの固定子電流の平均値の 10~15% 程度であり、これはとくに有害なものでないことが実験的に確かめられている。

6.4 トルク

固定子、回転子電流とも高調波成分を含むので、これらを式 (6.10) に代入すれば

$$\begin{aligned} T &= \text{Re}(-jX_m) (\bar{i}'_1 + \bar{i}'_5 + \bar{i}'_7 + \dots) (\bar{i}'_1 + \bar{i}'_5 + \bar{i}'_7 + \dots) \\ &= \text{Re}(-jX_m) (\bar{i}'_1 \bar{i}'_1 + \bar{i}'_5 \bar{i}'_5 + \bar{i}'_7 \bar{i}'_7 + \dots) \quad \text{直流分} \\ &\quad + \text{Re}(-jX_m) [\bar{i}'_1 (\bar{i}'_5 + \bar{i}'_7) + (\bar{i}'_5 + \bar{i}'_7) \bar{i}'_1] \quad 6sf \text{ 振動分} \\ &\quad + \text{Re}(-jX_m) [\dots] + \dots \quad (6.21) \end{aligned}$$

第 1 項は空間的に互いに速度差のない電流による発生トルクであり振動はない。したがって有効に仕事をおこなう成分である。

第 2 項以下は空間的に互いに $6ns$ の相対速度 (n は正の整数) をもつ電流成分により発生するトルクで、 $6nsf$ の振動周波数をもつ。表 6.1 はこれら振動トルクの周波数を示す。

式 (6.18), (6.19), (6.20) などを解き各成分トルクを求めるにはまずトルクの直流成分から電流を決定しなければ

表 6.1 トルクの振動周波数

i'	i'_1	i'_5	i'_7	i'_{11}	i'_{13}
i'_1	○	6sf	6sf	12sf	12sf
i'_5	6sf	○	12sf	6sf	18sf
i'_7	6sf	12sf	○	18sf	6sf
i'_{11}	12sf	6sf	18sf	○	24sf
i'_{13}	12sf	18sf	6sf	24sf	○

ばならない。式 (6.18) で $r_s=0$ とおいて

$$\vec{i}_1' = \frac{e_s' - jX_m \vec{i}_1'}{jX_s}$$

を用いれば

$$T_{11} = \text{Re}(-jX_m) \vec{i}_1' \vec{i}_1'^* = \left(-\frac{X_m}{X_s} e_s'\right) \text{Re}(\vec{i}_1'^*) \dots (6.22)$$

すなわち基本波によるトルクは $\vec{i}_1'$ の実部と $(X_m/X_s)e_s'$ との積で与えられる。また第5, 7, …… 調波による直流分トルクはその値がきわめて小さく無視しうる。

したがってトルクの直流分を与えれば式 (6.22) から $\vec{i}_1'$ の実部が求まり、式 (6.16) から重なり角 u が求まるので、すべての電流成分が決定される。

トルクの振動成分中 12sf 以上の周波数をもつものは小さいので無視し 6sf 成分だけに着目する。簡単のために $r_s=0$ と仮定すれば基本波以外の各高調波に対して

$$\vec{i}_k' = \frac{X_m}{X_s} \vec{i}_k'^*$$

という関係があるから

$$\text{Re}(-jX_m) (\vec{i}_k' \vec{i}_m'^* + \vec{i}_m' \vec{i}_k'^*) = 0$$

となる。すなわち 6sf 成分は

$$T_{6sf} = \text{Re}\left(-\frac{X_m}{X_s} e_s'\right) (\vec{i}_6' + \vec{i}_6'^*) \dots (6.28)$$

となる。そして (6.16) 式から重なり角 $u \cong 0.6 \text{ rad}$ とすれば T_{6sf} はほとんど消滅せしめうることがわかる。(図 6.4 参照) とくに T_{6sf} を十分抑制することのできないばあいにも、軸系の固有振動数を 6sf の範囲からはずしておけばねじり振動が問題になることはあり得ない。一般にレクチフロードライブでは最小スベリが約 8% 程度となるので、軸系の固有振動数 25 c/s を以下とすればすべての範囲において共振しない。

7. レクチフロードライブの応用

7.1 2×225 kW レクチフロードライブ

本機は徳山曹達株式会社のマンモスキルン駆動用として製作したものである。減速歯車を介して 1 台のキルンを 2 台のレクチフロードライブ方式で駆動するものである。定格はつぎのとおりである。

誘導電動機 225 kW 3,300 V 60 c/s 12 極 巻線形

直流電動機 DC 370 V 310 A 6 極 分巻界磁

シリコン整流器 DC 432 V 320 A 強制風冷

三相全波ブリッジ

速度制御範囲 560~154 rpm

(1:3.5)

単巻変圧器 自己容量 120 kVA

545/272.5 V

線路容量 60 kVA

速度制御範囲が広いので誘導電動機二次側に単巻変圧器をそう入し 300 rpm の点でタツプ切換えを行ない直流機機のサイズを小さくしている。タツプ切

換えは速度設定器と連動した制限開閉器によりカム形制御器(起動時にも使用)を操作し、負荷をかけても行なえるよう設計した。タツプ切換え時のオシログラムを図 7.3 に示す。直流機にかかる電圧は 2 倍に変化しているが、切換え時にほとんどセン頭電圧、電流は生じていない。

回路構成は図 7.4 に示すとおりである。速度変動を ±4 rpm 以下とするため磁気増幅器により設定値とパイロット発電機(DC 250 V 6 W) から得られる速度信号とを比較し、直流電動機の界磁を制御している。75 S/R でキルンを運転して速度変動は 0.5 S/R (約 2 rpm) 以下であ

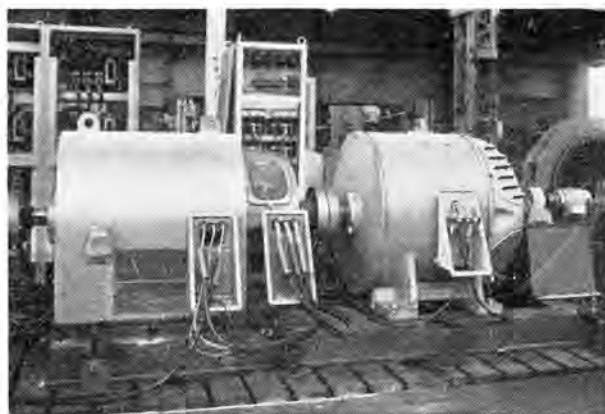


図 7.1 セメントキルン用 2×225 kW レクチフロードライブ
Fig. 7.1 2-225 kW RECTIFLOW DRIVE for cement kiln (speed control range 560~154 rpm).

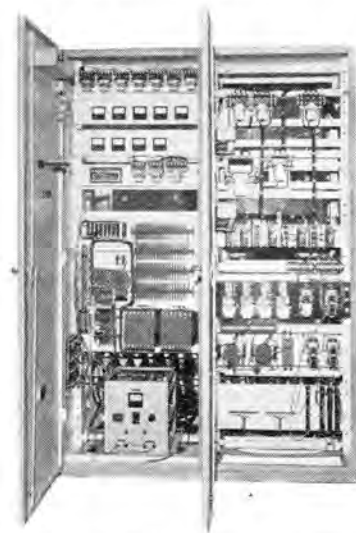


図 7.2 2×225 kW レクチフロードライブ制御盤
Fig. 7.2 Control panel for 2-225 kW RECTIFLOW DRIVE (with mag. amp. speed regulator).

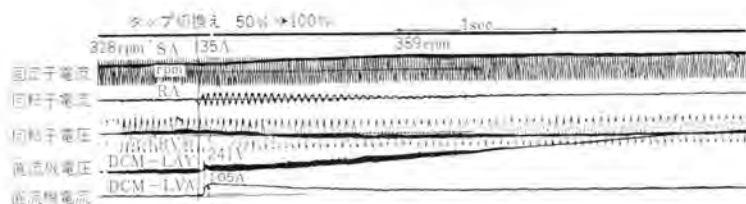


図 7.3 225 kW レクチフロードライブのタツプ切換のオシログラム

Fig. 7.3 Oscillogram of 225 kW RECTIFLOW DRIVE tap changing.

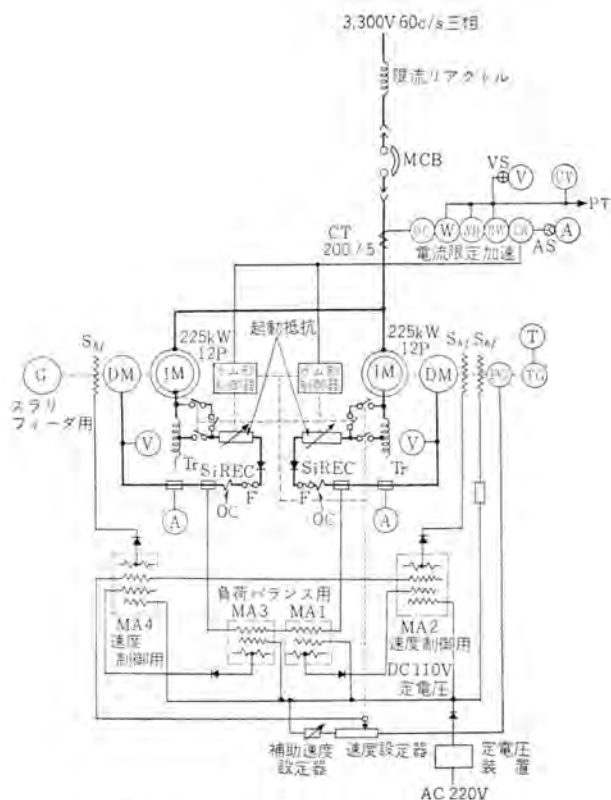


図 7.4 2×225 kW レクチフロードライブ回路構成
Fig. 7.4 Basic wiring diagram of 2-225 kW RECTIFLOW DRIVE.

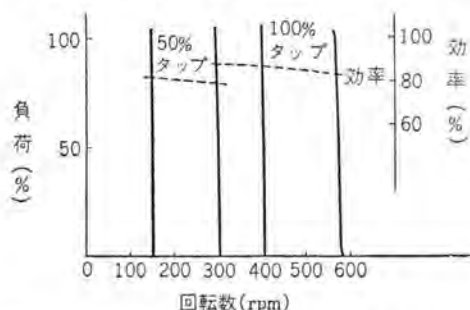


図 7.5 225 kW レクチフロードライブの負荷速度特性
Fig. 7.5 Load-speed characteristic of 225 kW RECTIFLOW DRIVE.

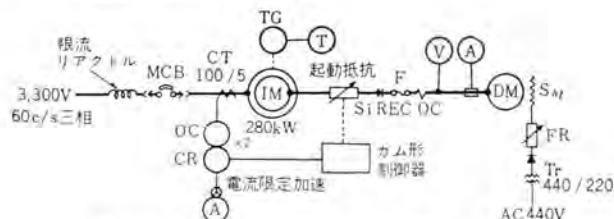


図 7.6 280 kW レクチフロードライブの回路構成
Fig. 7.6 Basic wiring diagram of 280 kW RECTIFLOW DRIVE (for induced draft fan).

り好調に運転続行中である。また負荷電流を検出し2台のレクチフロードライブ系にはほぼ等しい負荷を分担させている。負荷-速度特性を図7.5に示す。

7.2 280 kW レクチフロードライブ

標準レクチフロードライブの一例である。仕様はつぎのとおり

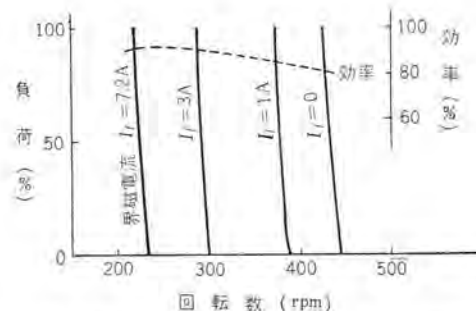


図 7.7 280 kW レクチフロードライブの制御特性
Fig. 7.7 Characteristic of 280 kW RECTIFLOW DRIVE.

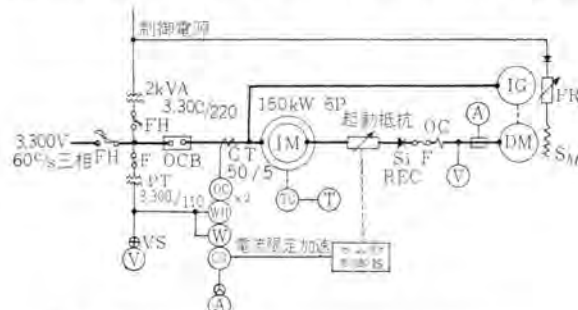


図 7.8 150 kW 変形レクチフロードライブの回路構成
Fig. 7.8 Basic wiring diagram of 150 kW RECTIFLOW DRIVE (speed control range 1,160~600 rpm).

りである。

誘導電動機 280 kW 3,300 V 60 c/s 16 極 巻線形

直流電動機 DC 410 V 325 A 6 極 分巻界磁

シリコン整流器 DC 486 V 350 A 強制風冷

三相全波ブリッジ

速度制御範囲 430~225 rpm (1:2)

用途 キルン用誘引通風機

本機も徳山曹達株式会社のマンモスキルン用電機品の一部として納入されたものである。

特別の制御装置は使用していないが図7.7に示す特性を得ている。

7.3 ベルト結合のレクチフロードライブ

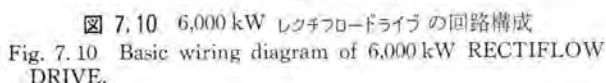
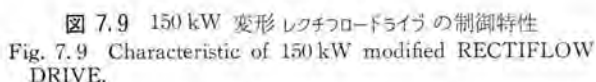
誘導電動機と直流電動機をベルト結合を行なうときはさらに直流電動機のを減少させることができる。現在 75 kW のセットを計画中であるが、直流電動機側を増速できるようにプリーを選定しているので、直流機サイズを減少させることができる。据付上の問題から直流電動機と誘導電動機をタンデムに配置できないときは、ベルト結合し、さらに上述の利点をもたせることもできる。回路方式は普通のレクチフロードライブと異なるところはない。

7.4 150 kW 変形レクチフロードライブ

ブリヂストンタイヤ株式会社久留米工場へゴムストレーナ用として納入したものである。据付場所の関係で変形方式を採用した。機器仕様はつぎのとおりである。

誘導電動機 150 kW 3,300 V 60 c/s 6 極 巻線形

直流電動機 DC 440 V 185 A 4 極 分巻界磁



7.5 誘導発電機を省いた変形レクチフロードライブ

変形レクチフロードライブは誘導電動機の二次電力損失を直
流電動機-誘導発電機の M-G セットにより電源側に帰還
するものであるが、もしほかに機械的負荷があればこれ
を直流電動機により駆動し、機械的動力として二次電力
損失を回収することができる。この方式によれば変形レ
クチフロードライブの特質を生かしながら、誘導発電機を設置
しなくてもよい。

図 7.10 に示すのがこの方式で、渡瀬船の 6,000 kW 主ポンプ用として計画したものである。この場合は 6,000 kW 主ポンプと同時にワードレオード方式の 1,500 kW カッタ、190 kW スイング、135 kW スパットが運転されるので、この直流電源用の M-G セットを直流電動機で駆動し 1,500 kW に及ぶ二次電力損失を機械的に回収するものである。

スベリ5%までの二次電力損失の少ない速度領域は二次抵抗制御を行ない、スベリ5~25%の二次電力損の大きい速度領域ではレクチフードライブ方式によるもので、起動時シリコン整流器を切り離している。

8. む す び

数年の研究・試作の期間を経て、レクチフロードライヴも実用化の段階にはいりつつある。効率よく誘導電動機の手動制御を行なえる点から、今後ポンプ、ブロー、工作機、定周波定電圧電源用、各種試験装置用としてひろく用いられることが期待される。商用周波数の電源設備だけを準備すれば設置、運転、保守も容易であって、米国だけでなく英国でも誘導電動機のスベリ電力回収のために、レクチフロードライヴを使用していることが報告されている。制御電極付半導体整流器を利用して現在の方式をすべて静止機器に置換することも考慮中である。

最後にレゾナードドライブ実現の機会を与えられ、種々ご配慮いただいた徳山曹達株式会社の関係者のかたがた、ブリヂストンタイヤ株式会社久留米工場の関係者の方々ならびに神戸製作所、伊丹製作所、研究所、長崎製作所の関係者各位に深く感謝する。

直列インバータ総論 (6)

—改良形直列インバータの原理および動作特性—

研 究 所 河 合 正*・杉 本 盛 行*

General Aspect of Series Inverters (Part 6)

—Basic Principles and Operating Characteristics of Improved Series Inverters—

Research Laboratory Tadashi KAWAI・Moriyuki SUGIMOTO

The writers have elucidated diversified characteristics of series inverters in previous issues of this Journal, covering most of the vital problems concerning them. This is the last article to conclude the general aspect, in which are described the behaviors of two types of improved series inverters contrived in Mitsubishi laboratory to constant frequency, constant voltage power supplies for a TV station and a giant computer. The basic principles of their behaviors are explained by the aid of results obtained in the writers' previous papers. The test results on these inverters are given to illustrate their operating characteristics.

7. 改良形直列インバータの原理および動作特性

直列インバータ基本形の諸特性については、今までに本誌誌上⁽¹⁰⁾⁽¹²⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾や電気学会誌上⁽¹³⁾で詳細に論じ尽くした。これらの成果により直列インバータの動作をきわめて広範囲にわたって初めて適確に認識することができた。

本文では筆者らの開発した2種類の改良方式を取りあげ、上記の成果にもとづいてその動作原理を説明し、つぎに実用器の試験結果やモデルセットの実験結果を引用してその動作特性を紹介することとしよう。

7.1 改良方式の基本原理解

改良方式の詳細を説明する前にその基本原理をここで説明しておく。

改良方式は負荷と並列にコンデンサ、可変リアクトル、基本負荷を入れることをその本質的な特長としている。したがってその原理的な回路構成は図7.1のようになる。図の点線でかこまれた負荷側回路中の抵抗 R は負荷に並列コンデンサ、同リアクトルの損失を加算した等価抵抗をあらわしており、また L_p や C_p には負荷のもつインダクタンスや

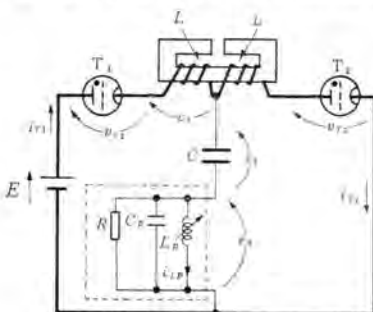


図 7.1 改良形直列インバータの原理的接続図

Fig. 7.1 Basic connection diagram of an improved series inverter.

キャパシタンスの成分が含まれている。もちろん現実の回路はこのように単純なものではないが、出力電圧 e_0 が正弦波に近い実用器のばあい負荷側回路の構成の詳細を問題にせず出力周波数 $f_0 \equiv \omega_0 / (2\pi)$ におけるその等価アドミタンス Y と力率 PF だけを考えればほとんど誤りのない特性推定ができるのである⁽¹⁸⁾。

このような回路構成のばあい、回路定数の選定にとって便利な曲線図は図7.2である。この図は、 e_0 を純正弦波と仮定した理論から導かれたもので、 $\mu \equiv \omega_0 \sqrt{LC}$ は0.95、 PF は進み力率となっている。また特性を無次元化するために基準インピーダンスとして $Z_0 \equiv 2\sqrt{L/C}$ 、基準電圧として E が用いられている。実際運転の際、 μ や Z_0 はあまり変化しない。太い実線は $\sqrt{2}E_0/E$ (E_0 は出力電圧実効値) が一定の線であって、この値が YZ_0 にはほとんど無関係に PF だけによって定まることを示している。太い点線は放電管の通流角 θ_c が一定の線であ

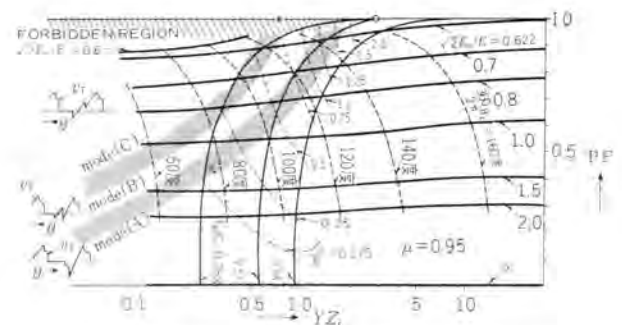


図 7.2 直列インバータの動作表示図 ($\mu=0.95$)

Fig. 7.2 Operating characteristics chart of series inverters. ($\mu=0.95$)

て、これからわかるように θ_c は YZ_s とともに増加するが、今のばあい $\mu < 1$ であるから次式の極限

$$\lim_{YZ_s \rightarrow \infty} \theta_c = \mu\pi \quad (7.1)$$

をこすことはできない。左上すみのハッチした部分は理論上正常な運転が不可能な領域であって、以後これを禁止域と呼ぶこととする。この禁止域は $\sqrt{2}E_0/E=0.622$ の線より下に延びることはない。この値 0.622 は前報告⁽¹⁸⁾で $(\sqrt{2}E_0/E)_c$ と呼ばれた臨界値に相当する。図の左下に向かって斜めに延びている mode (B) の領域やこの上下の mode (A), (C) の領域は、図の左端にかかれた 3 種類の放電管電圧波形がそれぞれ生じる領域を示すものである。細い実線は Y_pZ_s が一定の線である。ここで Y_pZ_s は並列素子 (L_p と C_p) の無次元化されたアドミタンス、すなわち

$$Y_p \equiv \omega_0 C_p - \frac{1}{\omega_0 L_p} > 0 \quad (7.2)$$

であって、この図の理論では $\omega_0 C$ や $1/(\omega_0 L_p)$ の個々の値を問題にしないが、実際にはこれらがいずれも Y_p より大きくなればなるほど e_0 は正弦波に近くなり、インバータの動作は理論によく適合する。この細い実線は、 f_0 , L , C , L_p , C_p が一定で k が変わったばあいの軌跡だと考えればわかりやすい。細い点線は Z_s/R が一定の軌跡を示している。 Z_s/R が大きいところでは $Z_s/R \approx YZ$ となり、この線はとくにかきこむ必要もないので省いてある。

いま、 $Y_pZ_s=0.258$ の線に着目して見よう。 $Z_s/R=0$ のとき、 $PF=0$ で $\sqrt{2}E_0/E=\infty$ となる。 Z_s/R したがってまた PF が増すにつれ E_0/E は急激に減少するが、 Z_s/R が 0.7 の近辺で禁止域にはいり正常な運転は不可能となる。 Z_s/R がさらに大きくなって $PF \approx 1$ となると、動作は並列回路のない抵抗負荷のばあい（以後純抵抗負荷時とよぶ）に似かよってくる。

$Y_pZ=0.57, 0.942$ の線を見てわかるとおり、 Y_pZ が大きくなるほど禁止域にふみこむ危険は少なくなるが、いずれのばあいも Z_s/R が大きくなるにつれて純抵抗負荷のばあいに類似して行くことは同じである。

これらのことを明瞭に示すのは図 7.3 である。ただし、この $Y_pZ_s=0.258, 0.57, 0.942$ のばあいの曲線には、図 7.2 のような理論値の代わりに表 7.1 のような回路定数で行なわれた実験の測定値が採用してあるが、この両者が大体一致することはすでに確かめられている⁽¹⁵⁾。また $PF=1$ と記した曲線は、出力電圧が純正弦波でない純抵抗負荷時の厳密な計算値⁽¹²⁾⁽¹³⁾をプロットしたものである。横軸は負荷側回路の無次元化されたコンダクタンス Z_s/R であるが、ここでは便宜上この Z_s/R の大小を負荷の軽重といいかえることとする。純抵抗負荷のとき、 θ_d は絶

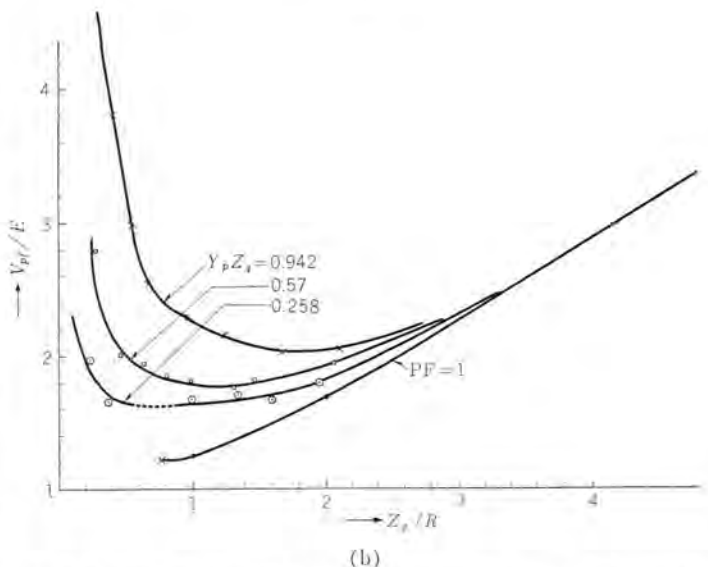
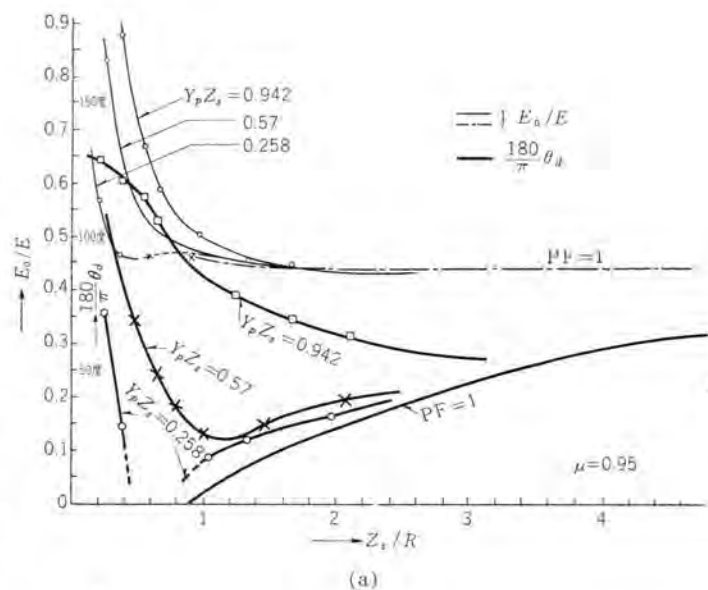


図 7.3 出力電圧 E_0 、放電管順電圧ピーク値 V_{pf} 、余裕角 θ_d と負荷 ($1/R$) の無次元化された関係

Fig. 7.3 Normalized values of output voltage E_0 and peak forward voltage of tube V_{pf} and margin angle θ_d as functions of normalized load.

表 7.1 図 7.4 の実験の回路定数

Y_pZ_s	0.258	0.57	0.942
$\omega_0 C_p$	12.45 mF	24.95 mF	12.45 mF
$1/(\omega_0 L_p)$	9.03 mF	17.03 mF	0 mF
Data No	No. 19	No. 10	No. 20

$\mu=0.95$, $Z_s=75.6 \Omega$, $f_0=\omega_0/\pi=61.75 \text{ c/s}$

対的転流限界でゼロでそれより負荷が重くなるにつれ増大し、また E_0/E は軽負荷で多少上昇するが大体負荷に無関係に一定だと見てよい。

抵抗 R と並列に一定の容量性アドミタンス $Y_pZ_s=0.258$ を持つ並列素子をそう入すると、先に述べた禁止域に相当する $Z_s/R \approx 0.5 \sim 0.7$ のあたりを境として、それより負荷が重くなってもまた軽くなっても余裕角 θ_d は増加する。負荷が重いほうの領域では、 θ_d は先の純抵抗負荷

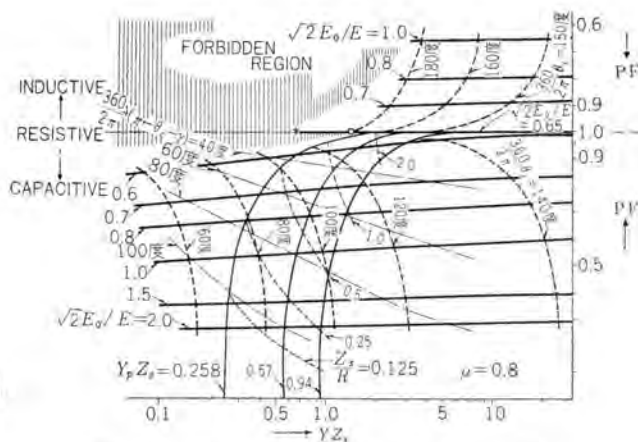


図 7.4 直列インバータの動作表示図 ($\mu=0.8$)
Fig 7.4 Operating characteristics chart of series inverters. ($\mu=0.8$)

時の値よりやや大きい負荷が増すにつれその差は縮まり、また E_0/E は一体に純抵抗負荷時の値とほとんど差がない。負荷が軽いほうの領域では負荷が減るにつれ θ_a も E_0/E もともに急増する。このように禁止域を境として負荷の重いほうの領域では直列インバータ、軽いほうの領域では並列インバータの典型的な傾向が顕著に現われるが、禁止域では非対称動作⁽¹⁸⁾にはいることによって運転停止を免れるけれどもどちらか一方の放電管の θ_a が相当小さくなる。

$Y_p Z_s$ を増して 0.57 とすると、この非対称動作のような異常状態は現われず、 θ_a 曲線は $Z_s/R \approx 1.15$ のときの値を最低値として V 字曲線を示し、また E_0/E が軽負荷時に上昇する傾向は先のばあいより顕著になる。しかし、このばあいでも負荷が重くなるにつれ E_0/E 、 θ_a はいずれも純抵抗負荷時の値に近づく。

$Y_p Z_s$ をさらに増して 0.942 とすると、 E_0/E や θ_a の軽負荷での上昇の傾向はさらにいじめるしくなり、ことに θ_a は Z_s/R が 3 以上の値になるまで単調に下降し、このあたりからようやく純抵抗負荷時の曲線に沿って進むようになる。

なお、無次元化された放電管順電圧の曲線は純抵抗負荷のばあいを除きいずれも V 字形となり、 $Y_p Z_s$ が大きいほど電圧値が高くなるが、重負荷になるにつれてその差は縮まりいずれも抵抗負荷時の曲線に近づく。

また、図 7.4 は図 7.2 と同様な計算曲線図であるが、 μ はやや低く 0.8 となっており、さらに負荷側回路アドミタンスが誘導性であるばあいの領域もあわせて示してある。ただし、PF=1 の線も含めてこの誘導性の領域(図の上半部)は、並列回路のないばあいについての計算値⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁷⁾を採用している関係上、出力電圧を純正弦波と仮定して計算された容量性の領域(図の下半部)とはかなり異質的な傾向を示している。この上下両領域の差異の中でもっとも顕著なものは θ_c の変化の傾向であって、 θ_c は YZ_s の増加につれ、前者の領域では減り後者の領域では増し、 $YZ_s \rightarrow \infty$ のときいずれも $\mu\pi$ (電気角

にして 144 度)となる。

PF=1 の線を境としたこのような非連続性は、両領域の計算の根拠が異なっているためだとして簡単にかたづけられてしまうような性質のものではなく、実際に起こる複雑な回路現象の解釈にとって重要な意義を持っている。

たとえば図 7.2 にたちもどってこれを説明しよう。この図で $Y_p Z_s = 0.258$ とき、 Z_s/R が増して禁止域にはいると非対称運転状態が起こるが、 Z_s/R がさらに増すとこのような異常運転状態がやんで、 $\theta_c = \pi$ となるような状態すなわち強制転流状態が生じる。(前報告⁽¹⁸⁾表 6.4 参照)これはこのあたりから PF が実質上ほとんど 1 に等しくなり、回路の動作はむしろ純抵抗負荷のばあい似てくるためであって、実際に純抵抗負荷時では図中の○印(臨界状態⁽¹²⁾)の位置から*印(絶対的転流限界)の間が強制転流領域となっている。 Z_s/R がさらに増加すれば、純抵抗負荷時と同様に θ_c は減少しはじめるはずであって、実際にこのような傾向は別の回路定数での実験で確かに認められている。

上記のように、容量性領域と誘導性および純抵抗負荷の領域とは確かに異質的なものであってこのばあい禁止域がその間の遷移領域に相当することがわかった。もう一度図 7.4 を見てみるとわかるように、上下両領域の θ_c の差異は YZ_s が大きいほど少なくなるから、たとえば図の $Y_p Z_s = 0.94$ の曲線上での負荷変化の際容量性領域から純抵抗負荷領域への移行は比較的なめらかに行なわれ、この移行の過程ですべての回路現象は二つの異質的な理論の中間に相当するような形をとることとなる。

またこの図で禁止域は左上のハッチされた領域を占めているが、とくに容量性領域では左上側から PF=1 の線に沿って右側に次第に幅細くなりながらはいりこんでいる。図の*印は純抵抗負荷時の絶対的転流限界である。この禁止域を除いた運転可能領域全体を通じて、 E_0/E 一定の軌跡(太い実線)は横軸に大体平行であって、PF が一定であれば E_0/E は YZ_s にはほぼ無関係に一定である。これらのことは直列インバータのもっとも基本的な性質——出力電圧変動率が良いこと、軽負荷で転流が困難となる、逆にいえば重負荷で転流安定度がますこと、——を非常に一般的な形で表現しているものである。

なお、図 7.2 と図 7.4 の二つの容量性領域を比較して、 μ の差異による影響を E_0/E と θ_c について調べてみると、PF が小さいほど、また YZ_s が小さいほど、 μ の影響は希薄になり両図ははなはだ似かよってることがわかる。 μ は直列素子 (L および C)、PF と YZ_s は並列素子 (L_p および C_p) にそれぞれ関係するパラメータであるから、回路の特性がこのように μ によってあまり影響されずに PF と YZ_s だけで定まるということは、直列インバータ本来の性質が希薄となり並列インバータ的な色彩が濃くなっていることを示すものである。PF や

YZ_0 が大きくなると、 μ の影響が次第に強くなり両図の E_0/E や θ_0 の曲線は明らかに違った形となってくる。実際運転状態の軌跡はたとえ図の細い実線のように、性格の対照的なこの二つの領域にまたがっているのである。

以上のように容量性の並列素子を入れることによって回路の特性は軽負荷時に並列インバータに似てくるようになり、重負荷時での直列インバータ本来の特性と合わせて直並列インバータ (Compound Capacitor Inverter⁽¹⁹⁾) と呼ぶにふさわしい動作傾向を示すこととなる。このような傾向は図 7.1 で負荷が R で代表されるようなばあいだけでなく、誘導性の負荷であるようなばあいにも同様に生じる。

この直並列インバータは、直列インバータの最大の欠点となっている軽負荷時の転流の困難さをとりのぞき、重負荷領域では直列インバータ本来の長所をそのまま温存あるいはさらに改善している点で直列インバータの改良形式といえることができる。しかし反面このインバータには、軽負荷時の出力電圧上昇という大きな欠点为新たに加えられたため、このままでは実用にたえるものではない。

元来、自励式インバータには実用化の支障となるような難点が多分につきまとい⁽²⁰⁾、この欠点を克服するため今日までに多くの努力が傾注されて来た。ある人たちは既成の方式の改良を行ない、また他の人たち——かつての筆者らを含めて——は既成のものと根本的に異なった新形式の発明にいどんだ。しかしながら、今まで考えられあるいは作り出されたどのようなインバータも上記の直並列インバータのもつ重負荷時の性能をしのぐことはできなかったといっても過言ではあるまい。筆者らはこの長い総論のシリーズを通じて直列インバータやそれから派生したこの直並列インバータの埋もれた特質を明らかにしこの結論を客観的に裏づけることができたものと信じている。

このような認識に立ってこの直並列インバータを改良しようとするばあいにいくつかの方法が考えられる。

まず第一の方法として直列素子の改良が考えられるが、端的に言ってこれには成功の見込みが少ないように思われる。直列インバータの軽負荷時の欠点は二つの直列素子のインピーダンスが負荷インピーダンスに比して小さくなることにあるから、非線形の直列素子を用いれば負荷に応じて自動的にこのインピーダンス比を改善することが一応期待できる。しかし、このような非線形の直列素子は一種の鉄共振現象を必ず伴うものであって、実際にある種の非直線形直列素子について実験したところ、出力電圧にはいちじるしい量の sub harmonics が発生しこの試みは失敗に終わった。直列素子をもっと異なった構成の線形回路網におきかえること⁽²¹⁾にもそれほど期待はもてない。負荷が開放状態に近くなれば、どのような直列素子を使っても回路が非振動状態になることは避けられないし、また現在の形の直列素子は f_0 の近傍に単一の振動周波数を持っているからこそ出力電圧波形がよくな

るのであって、その点でも直列素子の複雑化はいたずらに角を矯めるだけに終わる可能性が多い。

残された道は並列素子の改善にある。いいかえれば、きわめて簡単な図 7.1 の回路形式をそのまま採用し、 C_p と L_p の部分だけに合理的な改良を加えることがその具体的な目標である。したがって、図 7.2 や図 7.4 についてその改良策を検討して見よう。出力電圧の波形や変動率、転流安定度の点ですぐれている領域だけで運転するため、たとえば μ を 0.95、定格負荷時の YZ_0 を 10 にえらぶとすると、禁止域にはいらないようにするためには $2/Z_0$ 、いいかえれば定格負荷の 20% 程度の基本負荷を必要とする。この設計の難点は基本負荷によるインバータ変換能率の低下よりも、むしろ直列素子や放電管の定格容量が負荷にくらべて非常に大きいものになることにある。このような経済上の難点は純抵抗負荷時について論じたこと⁽¹⁹⁾⁽²¹⁾とまったく同一である。この難点为了避免するために定格負荷時の YZ_0 をもっと低い値にえらぶと、運転領域は図の左下のほうにまで延びることになる。この際、運転状態の軌跡が禁止域をできるだけ遠くに見ながら動くためには Z_0/R が 1 の近傍で PF があまり大きくならないようにしなければならない。このためにはかなり大きな $Y_p Z_0$ の値が必要となる。このことはいいかえれば相当な大きさの並列コンデンサ C_p を必要とするということである。負荷が減るにつれこの C_p は過剰ぎみとなり、このために出力電圧は急昇する。この際直流電源 E を下げてこれを定電圧に保つことはもちろん可能であるが、多相インバータのばあい負荷不平衡による各相電圧の極端な不平衡を生じることだけは避けられない。インバータのような時定数の小さい振動性回路のばあい自動制御系の乱調防止は非常に技術を要するから、その意味でも直流電源電圧の過度の制御はできるだけ避けることが望ましい。出力電圧の上昇を押えるのに十分な程度の基本負荷を入れることは、 YZ_0 の定格値が低い今のばあい非常に大きな損失を生じるから、これもまた実用的な方法ではない。

最良の方法は軽負荷の領域で $Y_p Z_0$ の値をかえることである。 C_p を負荷に応じて連続的にしかも速応的に変えることはできないから、 L_p を制御することがただ一つの解決方法である。この方法は軽負荷時の出力電圧波形を改善することにも役立ち、また後に述べるように基本負荷を軽負荷時にだけ自動的にそう入することができる点でも有利である。これが筆者らの開発したインバータの基本的な方式であって、 L_p の構成につき述べる 2 通りの形式がある。以下これについて順次説明しよう。

7.2 非線形リアクトル方式⁽²²⁾

(1) 回路の構成

この方式についてはすでに詳しく報告した⁽⁹⁾。ここでは実用器⁽²³⁾の試験結果を紹介しその中から重要な問題を取り上げて考察を加えることとする。

図 7.5 は単相出力のばあいの接続図である。この直列

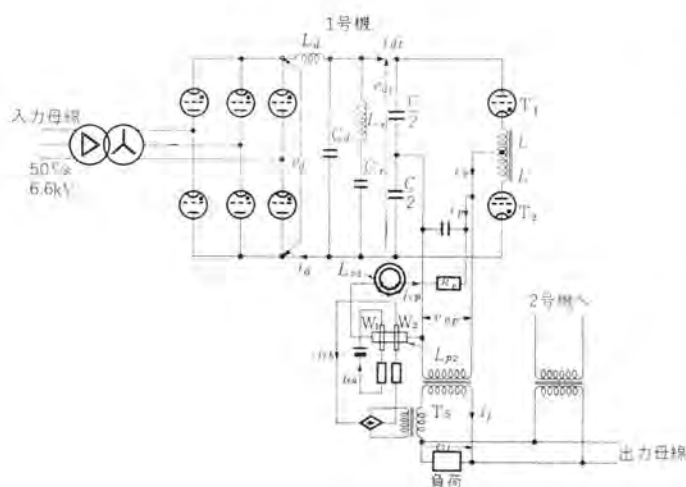


図 7.5 非直線リアクトル方式の結線図

Fig. 7.5 Connection diagram of an improved series inverters with non-linear reactors.

素子の配列の形式は C 分割形と呼んでいるものであるが、今までの報告で一貫して扱ってきた図 7.1 のような基本形と動作は実質上まったく同じであって、ただ直流電流の波形がよくなっているにすぎない⁽¹⁰⁾。並列素子の回路は C_p と誘導性分路 (L_{p1} , L_{p2} , R_p) とからなっている。磁気増幅器 L_{p2} の制御巻線のうち W_1 は一定の直流 i_{ca} , W_2 はインバータ負荷電流に比例した電流 i_{cb} で制御されている。 i_{ca} と i_{cb} は互いに逆向きに鉄心を励磁し、インバータの無負荷状態では L_{p2} はもっとも強く励磁され、負荷が重くなるにつれ励磁は弱まり中負荷で無励磁状態となる。この中負荷より上では変流器 T_a が飽和し i_{ca} が一定値に保たれるため、 L_{p2} は励磁されない。 L_{p2} には直列に L_{p1} がつながれているので、この回路には遅れ力率の電流が流れ、その電流値はインバータの無負荷状態でもっとも大きく負荷が増すにつれ減少し中負荷以上ではほとんどゼロとなる。 L_{p1} は飽和リアクトルであって常規の使用状態では飽和しているが、そのリアクタンスの非直線性はあまり極端なものではないので、 L_{p2} が強く励磁された際にはインバータの出力電圧積分値の中の大部分が L_{p1} に吸収される。インバータの負荷が軽くて L_{p2} が強く励磁されている際、負荷が突発的に急増すると、この過渡期間中にはインバータ出力電圧が低下するから L_{p1} は飽和状態から解除され誘導性分路電流を低い値に制限し、 L_{p2} の制御のおくれによる余裕角の過渡的な減少を防止する。なお、 R_p は基本負荷であって L_{p2} が強く励磁されるに従い大きな損失を発生し回路の安定化に役だつ。この基本負荷はインバータの実負荷が増加すると自動的に減少するから定格負荷におけるインバータ変換効率には影響しない。

(2) 実用器の試験結果

この方式は山一証券納め電子計算機電源、北海道放送納めテレビ放送機用電源（以下山一器 HBC 器と略称）に実用されている。両者はいずれも放電管としてサイラト 7 G 14 A を用いた入力 50 c/s、出力 60 c/s、45 kVA

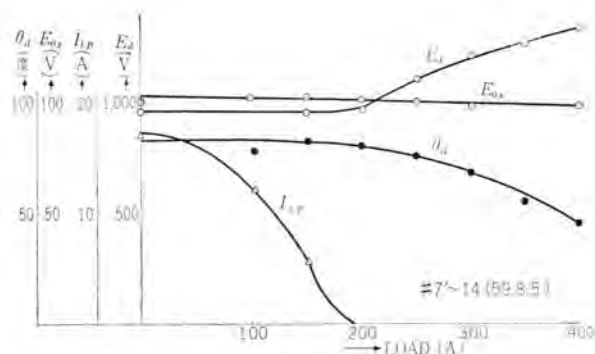


図 7.6 HBC 器の運転特性

Fig. 7.6 Operating characteristics of a 50-60 c/s static frequency changer for power supply of T.V. station.

の変換器 3 台からなり、単器、2 器、3 器運転の 3 種類の運転方式が可能であって、運転中でもこの運転方式を自由に変更することができる。

主回路： 山一器のばあい、入力は 3.3 kV、出力は三相 210 V であって、各器は六相ブリッジ結線の整流器と図 7.6 のインバータ 3 相分とから成っているが、HBC 器は入力が 6.6 kV 出力が単相 100 V であって各器のインバータは同相の 3 組を並列接続している。直流母線電圧はいずれも約 1.3 kV で、また図 7.6 の直流母線の沂波器のうち L_c , C_c は単相出力の HBC 器だけに用いられている。

整流器サイラトロン格子制御回路： Lamey の速応性磁気増幅器の原理を応用したセツ頭波発生器が用いられ真空管によってそのセツ頭波の位相を制御している。この位相制御によって整流器の直流電圧を制御しインバータの出力電圧を一定に保つとともにインバータが他の並列器と平等に負荷を分担しあうように制御する。このような制御のため前記の制御用真空管の格子には、インバータ出力電圧と基準電圧の差、整流器直流電流と他の並列器の整流器直流電流の差にそれぞれ比例する電圧の和が加えられる。また、変換器の起動、事故電流のシヤ断も、この整流器格子制御回路によって行なわれている。

インバータ格子制御回路： インバータサイラトロン格子は水晶発振器で制御され、インバータ出力周波数 f_o は完全に一定に保たれる。ただし、HBC 器では水晶発振器周波数の代わりにテレビ同期信号に同期することもでき、運転中でもその切換えを行なうことができる。

以上のようにこれらの装置は、直列インバータの世界最初の実施例として画期的なものであるばかりでなく、主放電管として新形サイラトロン 7 G 14 A を用いていることや、テレビとの同期や並列運転など技術的に高度の要求に答えている点で記録的な製品である。このような新製品を製作し順調な運転実績をあげるにいたるまでには多くの努力を必要としたことはいうまでもないことであって、研究所もその過程において製作担当の伊丹製作所に全面的に協力した。ここではこの過程で得られた技術的収穫の解説という観点から試験結果のうち重要な項目をとりあげてみよう。

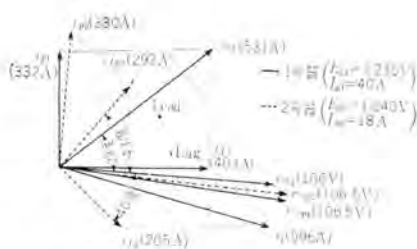


図 7.7 負荷不平衡時の電圧電流のベクトル図 (HBC 器)

Fig. 7.7 Vector diagram of currents and voltages of two changers for T.V. station in the case of unbalanced loads.

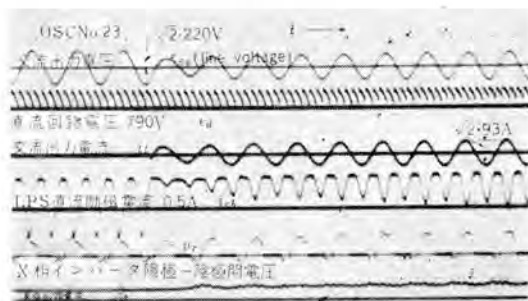


図 7.8 山一器の負荷変動試験のオシログラム

Fig. 7.8 Oscillogram of load test of a 50-60 c/s changers for power supply of electronic computers.

単器定常運転特性：HBC 器の水抵抗負荷時の単器運転特性の一例を図 7.7 に示す。この変換器では、サイラロの管電圧を極力低くするため YZ_s の定格値をとくに低くとり、また L_{p2} の制御の遅れなどを考慮して十分の運転安定度を保証するため全般的に YZ_s を相当大き目にとっている。このため、 θ_d が定格負荷までの範囲で単調に減少する傾向や、中負荷以上の領域で出力電圧（負荷電圧） E_{0s} を一定に保つため整流器直流電圧 E_d がかなり高くする必要が生じているが、 θ_d は定格負荷で約 50 度もありこれより負荷が増すにつれ徐々に与え、また L_{p2} の制御により中負荷以下では E_d を変化させずに E_{0s} を一定に保つことが可能となっている。したがってこの変換器の出力電圧変動率はこの図で約 2% となっており、安定な定電圧定周波数電源としての用を十分に果たしている。また、無制御状態での電圧変動率が大きいことは、出力母線の故障電流の制限や過渡状態での並列器との負荷平衡の点では利点といってもよい。

無負荷、重負荷、中負荷時の出力電圧の波形の例としては、山一器のオシログラム中、図7.8の最上段左端、同右端、図7.9の同左端の波形があげられる。いずれも純正弦波に近い。これには出力変圧器二次巻線が星形となっているため、二次線間電圧には第3高調波が出ないことも作用している。

並列運転： 並列運転の諸問題は、実用化にあたって経験した諸問題のうちもっとも複雑なものの一つであった。図 7.7 は定常状態での電力配分の機構を示すベクトル

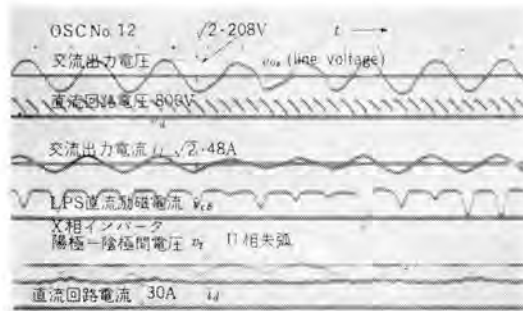


図 7.9 山一器の尖弧試験の イシログラム

Fig. 7.9 Oscillogram of mis-fire test of a
changer for power supply of computers.

図の一例であって、HBC 器の 2 器並列運転時の各部の電流電圧の関係を位相差計で実測したものである。このばあい、1 号器の整流器直流電圧 E_{d1} を 2 号器の直流電圧 E_{d2} よりも高くして両器の負荷分担を不平衡状態におき、この測定が行な

われている。この図の電流電圧の記号は図 7.6 と同じものであるが、脚字末尾の数字——たとえば i_{01} の 1 など——は 1 号器、2 号器の別を示すものである。また、この図のすべての電流値は負荷側に換算してある。各器の負荷電流 i_{01} 、 i_{02} を合成した実際の負荷電流 i_L はかなり力率の悪い遅相電流であるが、 i_{01} は力率が 100% 近くで電流値が大きく、 i_{02} はいちじるしく力率の悪い遅相電流で電流値も小さい。また、各器の並列素子電流——たとえば i_{p1} ——と負荷電流の合成値に相当するインバータ出力電流 i_{01} 、 i_{02} のベクトル図を見ると、 i_{02} のほうが i_{01} よりも進んでいて電流値も小さい。前述の負荷側回路の力率 PF はこれらの電流の力率そのものであり、また無次元化されたそのアドミタンス YZ_s はこれらの電流値に比例するから、先の理論を使ってこのベクトル関係を説明して見よう。この理論の E_0 、 E はこのベクトル図の（ばあい e_{p1} や e_{p2} ）の実効値、 E_{d1} や E_{d2} にそれぞれ相当すると考えてよい。 e_{p1} や e_{p2} は大体等しく、したがって 1 号器の $\sqrt{2}E_0/E$ は 2 号器のそれよりも小さい。また両器のインバータサイクロトンの点弧位相は同一の水晶発振器で制御されている関係上完全に等しく、したがってこれらの点弧位相とインバータ出力電圧 e_{p1} 、 e_{p2} との位相差を示す γ の値はほとんど等しい。 γ についての前報告⁽¹⁸⁾の結果を流用して、たとえば図 7.2 に γ 一定の線をかきこむと右斜めに傾いた曲線となる。したがって $\sqrt{2}E_0/E$ の小さい 1 号器のほうが YZ_s も PF もともに大きいことになり、 i_{01} と i_{02} にベクトル図のような関係が生ずるのである。

過渡特性: 図 7.8 は山一器の単器運転の際、無負荷状態で定格値に近い負荷を突然印加したばあいの オシロ である。最下段の インバータサイラトロン の管電圧波形を見てもわかるとおり、インバータ は全然あぶなげなくこの負荷変動に耐えている。これはこのインバータの運転安定度を立証するものであるが、このような大きな負荷変動の直後数 サイクル 間交流出力電圧(最上段の波形)がいちじるしく低下することはさげられない。これは自励式 インバータの本質からくる問題であるけれども⁽¹¹⁾、動揺の回復時間が短いのは一つのとりえであろう。

図 7.9 は山一器の単独運転時の人工失弧試験の経過を示す。並列インパルと違って失弧が致命的な事故となら

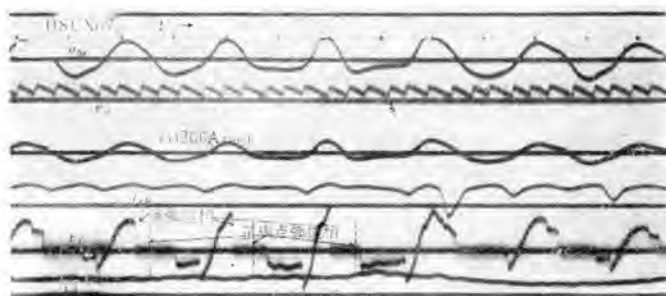


図 7.10 HBC 器の通弧試験の オシログラム

Fig. 7.10 Oscillogram of forward fire test of a changer for T.V. station.

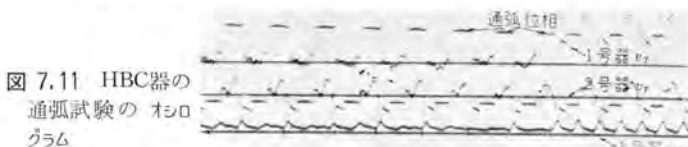


図 7.11 HBC 器の通弧試験の オシログラム

Fig. 7.11 Oscillogram of forward fire test of changers for T.V. station.

ないことは大きな長所である。

図 7.10 は HBC 器の単器運転時の人工通弧試験の経過を示している。1 本のサイラトロンが点線でかいた正規点弧位相より約 100 度進んだ位相で通弧しているが、強制転流によって健全なほうのサイラトロンがシャ断されるので直流母線の短絡は起こらず⁽¹⁴⁾、通弧がやむとすぐ正常運転に復帰している。図 7.11 は HBC

器の 2 器並列運転時に行なわれたはるかに苛酷な人工通弧試験の結果である。この図は、1 号器のインバータサイラトロンのうち特定の 1 本が、図の最上段にあるその管電圧の波形からわかるように、順電圧に対して完全に耐力を失ったばあいの現象を示している。このように故意に長期間連続させた極端な通弧のばあいでも、強制転流がたえず行なわれ直流母線の短絡事故を防いでいる。この強制転流の様子は、図の最下段にある故障器の出力電流 i_{o1} の波形に示されている。このような状態が長く続くのは決して好ましいものではないが、純抵抗負荷時のばあい⁽¹¹⁾と違って C_p が存在するため非常に進んだ位相で通弧しても直流短絡事故にならないということはこの試験で実証できた。

図 7.12 は山一器の 3 器並列運転から 2 器並列運転への切換えの際の経過を示している。点線の位置で 2 号器の整流器を停止しインバータへの電力の供給を断ち、数リ



図 7.12 山一器の並列運転試験の オシログラム

Fig. 7.12 Oscillogram of parallel running test of changers for power supply of computers.

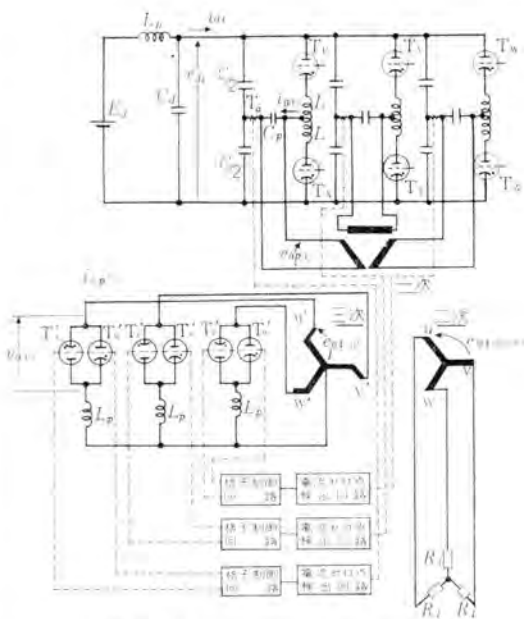


図 7.13 補助放電管方式の結線図

Fig. 7.13 Connection diagram of an improved series inverter with linear reactors controlled by auxiliary tubes.

クル後にノーヒューズシャ断器でこのインバータを出力交流母線から切りはなしているが、3 器運転時の定常的な負荷平衡、整流器停止直後の残存 2 器間の過渡的な負荷平衡はきわめて良好である。2 号器が完全に切りはなされたところに他の 2 器間の平衡がくずれているのは、負荷平衡制御回路の切換えによる過渡的な動揺であって、この後 2 器は良好な負荷平衡状態にはいる。

以上でこの非線形リアクトル方式の説明は大体終わった。この方式の実用上の性能は上記のようなものであるが、もちろんこの方式が直列インバータ改良の問題に対する唯一の解答となるものではない。この方式では、 L_{p1} や L_{p2} が非直線リアクトルであるため、その設計、製作やこれをインバータと組合せたときの総合調整に相当時間がかかることはやむをえないとしても、 L_{p2} の制御の遅れの問題が完全に解消されているわけではないため、上記のばあいよりもはるかに苛酷な用途に対しては速応性のある別の方式のインバータにかえる必要がある。以下述べる方式はこのような観点から開発されたものである。

7.3 補助放電管方式

(1) 回路方式および動作の説明

逆並列接続された 2 本の放電管と線形リアクトルとを直列にむすび、その放電管の点弧位相を制御すれば、この回路全体が一種の可変リアクトルとしての機能を持つようになることはよく知られている。ここで述べる方式もこの回路を誘導性分路として使用するもので、以後このリアクトル制御用放電管を補助放電管とよぶ。

三相インバータの場合、回路は図 7.13 のようになる。インバータの動作状態は負荷のアドミタンスだけでなくその力率によっても左右されるから、理想的にいえばこれらの刻々の変化に対応して適当な大きさの並列リアクトル電

流を流すように補助放電管を制御しなければならない。

このようなむずかしい要求を満たす制御法がこの方式の特長となるもので、図 7.14 にこれを説明してある。

この図は、図 7.13 のインバータ中 U 相の部分——すなわち主放電管 T_U , T_X , 補助放電管 $T_{U'}$, $T_{X'}$ につらなる回路——についての説明図であって、インバータ主変圧器一次巻線電圧 $e_0(u)$ は、インバータ出力電流 $i_0(u)$ 、同主変圧器三次巻線電圧

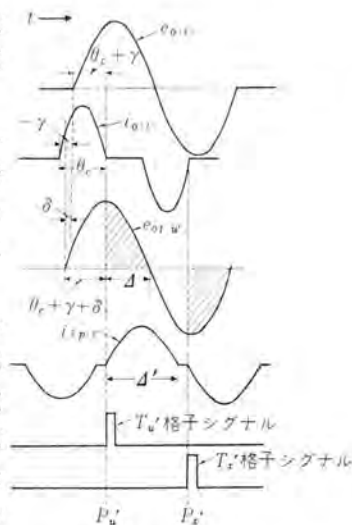


図 7.14 図 7.13 のインバータの動作説明図

Fig. 7.14 Diagram illustrating the operation of an inverter shown in Fig. 7.13.

$e_0(u')$ に対してそれぞれ $(-\gamma)$, δ だけ遅れている。 $T_{U'}$ と $T_{X'}$ には電圧 $e_{0u}(u')$ が印加され、図のように $i_0(u)$ の各半波の波尾のゼロ点の位相 $P_{U'}$, $P_{X'}$ でそれぞれ点弧させられるので、これらの補助放電管につらなる並列リアクトル L_n には図のような電流 $i_{Lm}(u)$ が流れる。 L_n に損失がなく、 $e_{0u}(u')$ が純正弦波であれば、 i_{Lm} の各半波の通流期間 Δ' は 2Δ に等しい。ここで Δ は図 7.13 に示されているように次式

$$\Delta = \pi - (\theta_c + \gamma + \delta) \quad (7.3)$$

で与えられる。 Δ が大きくなると、 Δ' したがって各相の並列リアクトル電流（一般的に i_{Lm} で示す）の波高値や実効値が増し、逆に Δ が減るにつれ i_{Lm} は急激に減って $\Delta = 0$ で $i_{Lm} = 0$ となる。

この方式はこのように、負荷の変化を Δ の変化として検出しているわけであって、いまこの点について図 7.5 を使って説明しよう。図の一点鎖線は $\pi - \theta_c - \gamma = \Delta + \delta$ が一定の理論曲線を示すものである。たとえば δ を 40 度ととったとすると、 $\Delta = 0$ の線は 40 度と記した一点鎖線に相当し、これより上の領域では i_{Lm} は全然流れない。また負荷はこの際抵抗であって、並列コンデンサのアドミタンス $\omega_0 C_n$ は $0.125/Z_s$ に等しいものとする。このとき、負荷の無次元化されたアドミタンス Z_s/R が相当大きくなると、たとえば $Z_s/R = 2$ だとすると、 $i_{Lm} = 0$ で並列素子の無次元化されたアドミタンス Y_p/Z_s は $\omega_0 C_n Z_s$ に等しい値 0.125 となる。負荷が減るにつれ運転状態の軌跡は $Y_p/Z_s = 0.125$ の線に沿って左下に下降するが、 $\Delta = 0$ の線を越すと i_{Lm} が流れはじめて Y_p/Z_s が減るので軌跡は $Y_p/Z_s = 0.125$ の線から離れしだいに左側に移行する。 Z_s/R が減少するにつれ Δ は増大するので、 i_{Lm} はますます大きく Y_p/Z_s はますます小さくなる。したがって負荷の減少にともなって i_{Lm} を増し出力電圧の上昇を抑えるという制御が自動

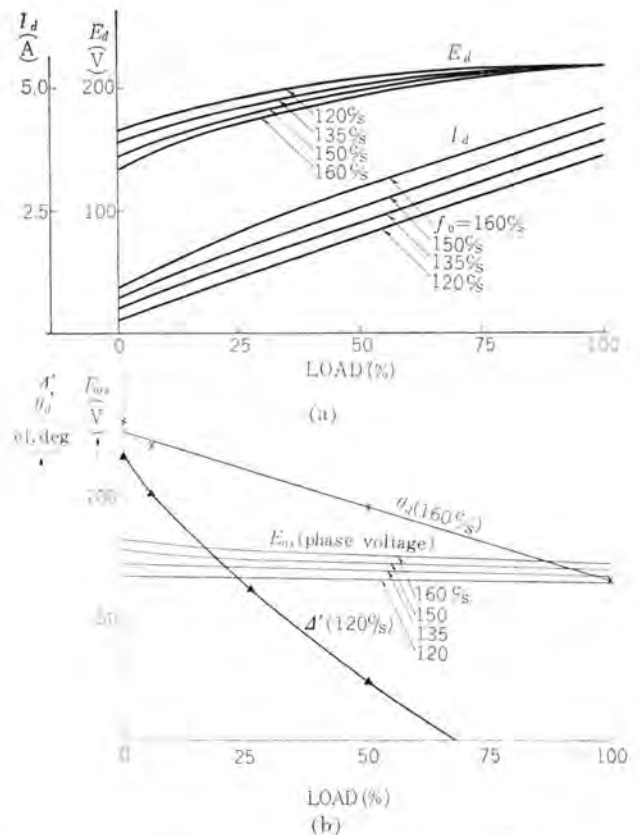


図 7.15 図 7.13 のインバータの運転特性

Fig. 7.15 Operating characteristics of an inverter shown in Fig. 7.13.

的にしかも速応的に行なわれることになる。

以上は抵抗負荷の場合について説明したが、この方法は本来どのような種類の負荷の場合でも、軽負荷時の回路現象を支配する負荷側回路の状態変化に直接応動して速応制御を行なっているわけで、出力電圧や余裕角を適正な値に保つのにほまことに合理的方法であるといえる。

(2) 実験結果

実験はリライatron 6G76 を用いたモデルセットで行なわれた。回路は図 7.13 とまったく同じであるが、直流電源としては三相ブリッジ結線の整流器を用いた。主回路定数はつぎのとおりである。

$$L = 23 \text{ mH}, C/2 = 18.5 \mu\text{F}, C_n = 32.5 \mu\text{F}$$

$$L_p = 35.8 \text{ mH}, \text{負荷抵抗 } R_l = 22.6 \Omega \text{ [定格負荷時]}$$

また、インバータ出力変圧器の一次、二次、三次巻線の巻数比（相電圧の比）は 1:1:1.28 で、三次相電圧は一次相電圧より 19 度進んでいる。この変圧器には 60 c/s 用のものを使用したため、二次電圧の百分率リアクタンス降下はインバータ出力周波数 f_0 が 160 c/s のとき 10% であった。

図 7.15 は $f_0 = 120 \sim 160 \text{ c/s}$ についての定常特性の測定結果を示している。この際、すべての周波数を通じて負荷以外の主回路定数は上記の一定値に保った。図で明らかのように、たとえば $f_0 = 120 \text{ c/s}$ のばあい、大体 70% 負荷以下から補助放電管の電流が流れはじめ、その通流期間 Δ' は負荷が減るにつれしだいに増し無負荷のとき

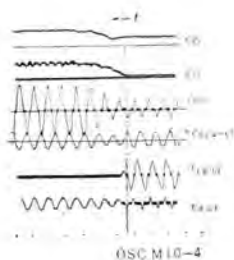


図 7.16 図 7.13 のインバータの負荷変動時のオシログラム

Fig. 7.16 Oscillogram of abrupt load increase of an inverter shown in Fig. 7.13.

約 115 度となる。これにつれ並列リアクトル電流は当然増加するので、整流器直流電圧 E_d をそれほど大きく変化させずに二次相電圧 E_{0s} を一定に保つことが可能となっている。出力変圧器のリアクタンスを低減すれば E_d の変化範囲はもっと縮小できることはいうまでもない。

周波数 f_0 したがって μ が大きくなると E_{0s} は一体に大きくなる。ことに軽負荷域ではその上昇の傾向が激しいので、この実験では E_d を相当低い値にまで下げて出力電圧変動率をよくしている。これについては 7.1 節で動作特性に対する μ の影響を論じた際の説明がそのまま適用できる。その際の E_0 , E , R はいまのばあいの E_{0s} , E_d , R_l にそれぞれ対応しているので前者の表現をとって説明する。重負荷域、いかえれば Z_0/R の大きいところでは、 $Y_p Z_0$ は当然大きくしかも Z_0/R に大体近くて $PF \approx 1$ となるので、図 7.2 と図 7.5 の比較からわかるとおり、一定の Z_0/R の値における E_0/E は、 μ が大きいほど大きくなる。また、軽負荷域では一定の Z_0/R の値における E_0/E は $Y_p Z_0$ が大きいほど大きくなる。 f_0 が大きくなければ μ はそれに比例して増し、また $\omega_0 C_p$ は大きく $1/(\omega_0 L_p)$ は小さくなって軽負荷時に $Y_p Z_0$ を下げにくくなるから、上記の説明どおり E_{0s} は大きくなるのである。

このため、 f_0 が増すと負荷電力 E_{0s}^2/R_l が増し、これにともなって直流電流 I_d は大きくなる。ただし、この場合、図 7.6 と違って基本負荷を入れなかったため、インバータ 無負荷時の I_d は主回路の損失を補償するに足りるだけの小さな電流値にとどまっている。

また、160 c/s のとき軽負荷時の $Y_p Z_0$ を下げにくいので、その余裕角 θ_d は図 7.6 のばあいと同様な傾向を示している。

以上のように、この補助放電管方式でも大体期待どおりの定常特性を得られることがわかった。しかし、この方式のもっとも大きな長所は過渡状態での速応性にあるのであって、図 7.16 はこれを立証するオシロである。図では最初インバータは無負荷状態にあり、鎖線の位置で 100% 負荷が印加されている。このばあいの f_0 は 160 c/s であるが、負荷変化後半サイクル目には並列リアクトル電流は完全にゼロとなっている。

このように並列リアクトル制御は負荷変化とほとんど時を同じくして行なわれるので、これらの変化過程は実質上ほぼ一体となって生じているものとみなせる。このことは整流器直流電圧の制御の問題を簡単にする上でも大きな利点となっている。

この方式のすぐれた性能は上記の説明によって大体明らかとなった。この方式は合理的な原理の上になっており、その設計、製作、調整も非直線リアクトル方式よりやさしいが、放電管の使用本数が多い点にはかなり問題がある。したがって単相インバータなどに使用することがもっとも適当な使途であると考えられる。ただし、補助放電管の責務は主放電管ほどきびしいものではないので、実際にはもっと広い使途が期待できるであろう。

8. む す び

一年有余にわたって執筆を続けてきたこの総論のシリーズも一応この報告を最後として幕をとじることとする。直列インバータの分類からはじまり、抵抗負荷時の定常特性、過渡特性、誘導負荷時および容量負荷時の定常特性を明らかにし、最後に本文中で 2 種の改良方式についてその考案の基礎となった思想と実際の試験および実験の結果をかなり詳しく説明した。これらの方式は既往の自励式インバータの考察やこれについての経験から帰納したきわめて常識的なまたはなほだ Orthodox な結論にもとづくものであるからきわだった独創性はもちろん持っていないけれども、反面堅実な強味を持っているといえる。ことに補助放電管方式はアイデアの点でとくに合理性を持っているが、上述した思想を具現する方式はこれらの方式だけにとどまるものではない。Silicon Controlled Rectifier が発展しはじめた今日、その特色に適合した新しい方式が生まれてくることは十分考えられるところである。この総論で得られた数々の成果が今後の発展にとって直接間接に役だつことを期待している。

最後に、この研究について終始ご激励下さった研究所安藤室長、このインバータの実用化についてなみなみならぬご尽力をいただいた伊丹製作所已斐課長、室賀係長、馬場技師や本社電機部の各位、この総論中の計算をご担当下さった研究所吉江技師、本社迎技師に対しあつく御礼申し上げる。

(昭 36-6-10 受付)

参 考 文 献

- (9) 已斐・河合：レオンパットモートル 電源用自励静止型周波数変換装置，『三菱電機』，31，No. 6，p. 27 (昭 32)。
- (10) 河合：直列インバータ総論 (1)，『三菱電機』，34，No. 8，p. 104 (昭 35)。
- (12) 河合：直列インバータ総論 (2)，『三菱電機』，34，No. 10，p. 96 (昭 35)。
- (14) 河合：直列インバータ総論 (3)，『三菱電機』，34，No. 11，p. 92 (昭 35)。
- (17) 河合：直列インバータ総論 (4)，『三菱電機』，35，No. 5，p. 89 (昭 36)。
- (18) 河合・杉本：直列インバータ総論 (5)，『三菱電機』，35，No. 9，p. 92 (昭 36)。
- (15) 河合：『電学誌』81，23，(昭 36)。
- (19) Westinghouse El. Mfg. Co., Industrial Electronic Reference Book.
- (20) T. Kawai: Mitsubishi Denki Laboratory Report, 1, No. 4, p. 1 (1960)。
- (21) 青木：『水銀整流器と放電管』オーム社，p. 134。(昭 23)。
- (22) 特許 248685, 248686, 248687。
- (23) 『電学誌』，80，p. 124 (昭 35) 三菱電機，34，No. 1，p. 63 (昭 35)。

変圧器保護用第2高調波抑制付比率差動継電器

神戸製作所 森 健*・寺 田 真*

Transformer Differential Relay with the Second Harmonic Restraint.

Kobe Works Takeshi MORI・Makoto TERADA

Marked development of electric power systems of late requires sensitive, high speed protection of the apparatus. With this trend, duty imposed on protective relays used for transformers of colossal capacity has become very important. To cope with the situation, Mitsubishi has developed new differential relays based on new principles-type HUB-1-M, HUB-2-M. Since relays make use of the second harmonic component in the magnetizing inrush current for blocking false operations, effective restraint is then provided against the inrush. Furthermore, the unique circuit design incorporated permits sensitive and high speed detection of internal faults.

1. ま え が き

最近の電力系統の発展の模様はめざましく、それに伴い各機器、プラントも大形化しているが、変圧器もまたその例にもれず 100 MVA 以上の大形器が続々製作されている。このような最近の電力系統の マンモス 化によって変圧器保護用の継電器、とくに差動継電器の責務は重要となってきた。

当社ではこのような情勢にかんがみ大容量変圧器の高感度高速度保護を行なう継電器として表題の継電器(HUB-1-M 形および HUB-2-M 形)を開発、重要プラントに続々納入好成績を取めている。本稿ではこの継電器の概要および現地試験結果の一端を紹介し、大容量変圧器保護の参考に供したいと思う。

2. 原 理

変圧器保護用の差動継電器として要求される条件としては、つぎのような条件が主として考えられる。

- (1) 変圧器内部(正確には差動保護域内部)の故障を高感度検出しうること。
- (2) 常時負荷電流が流れている場合、変圧器本体の変圧比と差動保護用 CT の変流比の相違により生ずる不平衡電流で誤動作しないこと、タップ切換器付変圧器の場合 タップ 切換えて生ずる不平衡電流でも誤動作しないこと。
- (3) 外部(正確には差動保護域外部)の故障に感動しないこと。
- (4) 変圧器投入時などに発生する過渡電流(いわゆる インラッシュ)に感動しないこと。

上記4条件のうち、(1)~(3)に対しては発電機保護用の比率差動継電器より最低動作値および動作比率のいくらか高い比率差動継電器を設計適用することにより解決がつく。ところが(4)の インラッシュ は比率差動継電器によって内部故障に見える場合であるのでもっともやっか

いな問題で、比率差動継電器の最低動作値および動作比率をむやみに高くすることは保護の目的からして好ましくない。また近年の大容量変圧器は高級 ケイ 素鋼板を使用し励磁特性が飽和の激しいものとなっているため、投入時の励磁突入電流が異常に大きく、かつその減衰もゆるやかなものがありそのような場合にはとうてい上記のような処置では効果がない。その結果種々の対策が講じられているのであるが、これらの対策を述べる前に励磁突入電流について簡単に触れておきたい。

2.1 変圧器の励磁突入電流⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾

変圧器を付勢するとき、高調波を含む過渡励磁電流いわゆる励磁突入電流が流れることはよく知られている。

この励磁突入電流の大きさは、差動保護継電器の定格電流値からみて8~10倍以上に達することがある。このラッシュの大きさおよび減衰を決定するファクタとしては

- (1) 系統のインピーダンス
- (2) 系統の電源から変圧器 バック までの抵抗
- (3) 変圧器 バック の大きさおよび設計・構造
- (4) 変圧器に使用されている鉄心の種類
- (5) 変圧器鉄心の残留磁束
- (6) 変圧器の付勢の方法

以上6因子があげられる。

また第6項の変圧器の付勢のし方によって発生する励磁突入電流につぎの3種が考えられる。

- (1) 変圧器投入過渡電流(Initial Magnetizing Inrush)

図2.1のように投入されたとき発生するもっとも基本

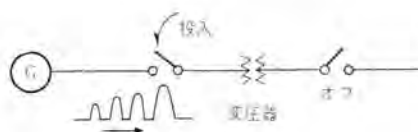


図 2.1 変圧器投入時励磁突入電流

Fig. 2.1 Initial magnetizing inrush.

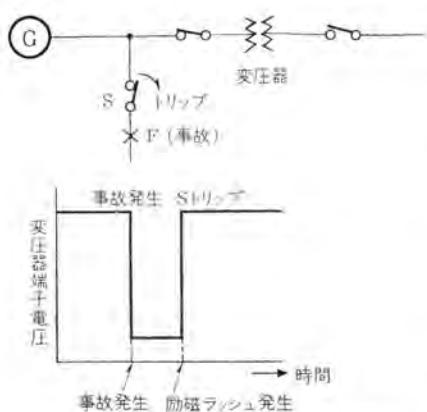


図 2.2 電圧回復による励磁突入電流
Fig. 2.2 Recovery magnetizing inrush.

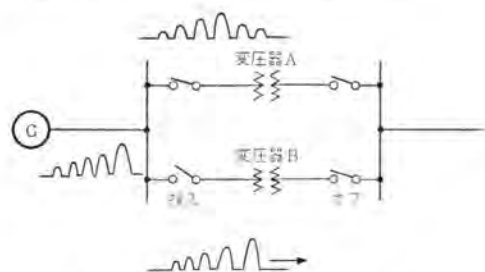


図 2.3 並列投入時励磁突入電流
Fig. 2.3 Sympathetic magnetic inrush.

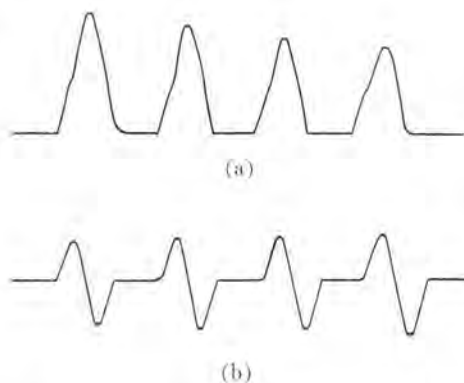


図 2.4 変圧器投入時励磁突入電流波形例
Fig. 2.4 Typical wave forms of initial magnetizing inrush

表 2.1 変圧器投入時励磁突入電流調波分析例

	励磁突入電流* (a)	励磁突入電流** (b)	正弦半波
基本波	100	100	100
直流分	65	4	64
第2高調波	34	105	42
第3高調波	8	43	0

注 * 励磁突入電流(a): 図 2.4 (a) のような波形的場合
** 励磁突入電流(b): 図 2.4 (b) のような波形的場合

表 2.2 変圧器投入時励磁突入電流波形調波分析

	第1サイクル	第2サイクル	第3サイクル
基本波	100	100	100
直流分	58	58	58
第2高調波	62	63	65
第3高調波	25	28	30

図 2.5 接点による誤動作防止方式例 (1)

Fig. 2.5 A scheme of blocking differential relay false operation (1)

的なもの。

(2) 電圧回復による過渡電流 (Recovery Magnetizing Inrush)

たとえば図 2.2 のように事故によって電圧が下がり、遮断器 S がトリップしたとき電圧が回復したため発生するもの。

(3) 変圧器並列投入過渡電流 (Sympathetic Magnetizing Inrush)

図 2.3 のように並列に変圧器があると、変圧器同志で過渡電流が循環することがある。この場合過渡電流の減衰が非常におそくなるばかりでなく、さきに系統につながれていた変圧器 A にも電流が流れるため変圧器 A の差動継電器も影響を受ける。

ただしこの並列ラッシュは電源から母線までの抵抗が大きいときに表われるので、必ずしもいつも問題になるとは限らない。

上記 3 種の発生機構をもつ励磁突入電流中波高値が大きく苛酷なものは、変圧器投入過渡電流 (Initial Magnetizing Inrush) であって、比率差動継電器の誤動作防止を考える際、これを対象とする。

変圧器投入過渡電流の大きさは第 1 サイクルで定格電流の 8~10 倍の波高値をもつことがある。これは前述の諸因子によって影響を受けるので一概に規定することはできないが、大きい場合上記の程度となる。

つぎにこの電流の減衰は変圧器および系統の大きさなどに影響されて変化するが、一般に大きな系統に大容量変圧器が投入される場合ほど減衰はゆるやかなことは明

らかである。極端な例としては投入後 5 秒を経ても定格電圧 5 A に対して 2 A の励磁電流が流れていた場合がある。また波高値半減の時間は 100 サイクルに達する場合もある。

変圧器投入時に発生する過渡電流はその代表的な波形として図 2.4 の (a), (b) に示すような 2 種類に大別される。図 2.4 (a) の波形は通常よく見られる波形で三相変圧器の二相に表われる。特長は直流分および第 2 高調波を多く含むことで直観的にもわかるように、半波整流波に類似している。このような波形を調波分析した例を表 2.1 に示す。同時に正弦半波の調波分析結果も示してある。

このほか三相変圧器では 1 相に必ず図 2.4 (b) に示すような正負対称の波形が必ず 1 相に表われる。このような波形では直流分が少ないであろうことは直観できるが、これを調波分析してみると表 2.1 の励磁突入電流 (b) の分析結果からみられるとおり、第 2 高調波が非常に大きいことがわかる。

一方内部故障電流は第 2 高調波は少なく、直流分および第 3 高調波は含まれ方が不安定である。

また高調波成分はサイクルとともに減衰するのではなく、わずかながら増加する傾向をもっている。その一例を表 2.2 に示す。

2.2 比率差動継電器の誤動作防止方式

前に述べたような特質をもつ励磁突入電流による誤動作を阻止する方式として

(1) 接点による誤動作防止方式

(2) 励磁突入電流の性質による誤動作防止方式の2方式が考えられる。

(1) の方式として図2.5のように一定時限だけ差動回路に並列回路を作り比率差動継電器の感度低下を伴う方式と、図2.6のように一定時限比率差動継電器のトリップ回路を鎖錠し内部事故で電圧が低下したときは一定時限内でも鎖錠をとくようにした方式とがあるが、いずれも高速度保護を要求されるときはわずかな難点がある。

(2) の方式は励磁突入電流の内部事故電流と相違する性質を見出して誤動作防止をするものである。その方式は大別して三つに分かれる。

(1) 励磁突入電流が図2.4(a)のような完全不平衡半波波形であることを利用する誤動作防止方式

(2) 基本波以外の高調波による誤動作防止方式

(3) 第2高調波による誤動作防止方式

(1) の不平衡電流であることに着目する方式は後述する理由で十分な効果を期待できない。また(2)の方式では内部故障時のCT飽和により生じる第3高調波で抑制がかかり十分とはいえない。この継電器は(3)の第2高調波の抑制方式を採用している。すなわち第2高調波成分が励磁突入電流に安定して多く含まれ内部故障電流中には少ないことに着目したものであって、励磁突入電流

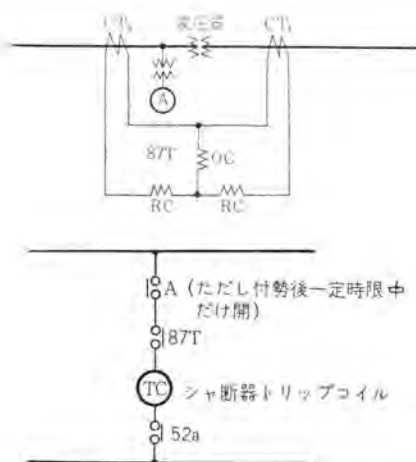


図 2.6 接点による誤動作防止方式例 (2)

Fig. 2.6 A scheme of blocking differential relay false operation (2)

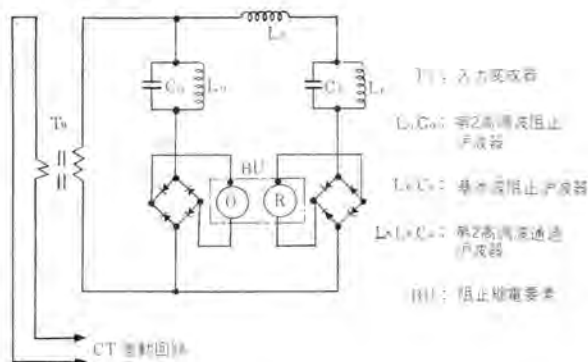


図 2.7 第2高調波抑制方式の構成

Fig. 2.7 Schematic configuration of 2nd harmonic restraint

によって強力な抑制効果をもたせようとしたものである。

2.3 第2高調波抑制方式の構成

第2高調波抑制方式は変圧器差動保護用継電器の差動回路に励磁突入電流が流れた場合、その電流中の第2高調波成分を弁別し、この成分によって継電器の動作を抑制するものである。その構成を図2.7に示す。

この構成において差動回路中に表われた励磁突入電流はその直流分を入力変成器で阻止される。直流分を除かれた波形のうち第2高調波成分は L_O, C_O により阻止されて阻止継電要素の動作 コイル には流れず、 L_R, C_R, L_S なる濾波器により阻止継電要素の抑制 コイル に流れるため阻止継電要素は励磁突入電流によりその動作を抑制される。一方内部故障電流に対しては基本波阻止濾波器が抑制 コイル に基本波分電流が流れるのを阻止するため、動作 コイル に圧倒的に多くの電流が流れて動作する。

3. 構 成

この継電器は大別して二つの要素から成る。

(1) 主差動要素 (MU: Main Unit)

(2) 励磁突入誤動作阻止要素 (BU: Blocking Unit)

3.1 主差動要素 (MU)

第一の主差動要素は比率差動要素で、内部故障時には高速度動作し、外部故障時には動作しないよう独特の飽和比率差動特性を有する。

主要素は直流極性継電器で交流入力全波整流したものを加えられるが、とくにこの直流極性要素は、電力用として当社で新たに開発したものである。構造が簡単で感度が高く小勢力高速度動作を行なえること、磁気回路の抵抗を調整する プラグ によって動作値、復帰値を自由に変更しうること、接点 ギャップ、ワイピング など簡単に調整できることなど数多くの特長を有し、現在高速度の継電要素として広く使われている。

回路は高圧中圧低圧各線路 CT 電流に比例した抑制力を加える抑制回路と適当な飽和特性をもつ飽和変成器を備えた動作回路とから成り、特長としては飽和比率差動特性を得るよう各種非線形要素を使用している点および整流体全波整流 ブリッジ を並列接続することにより最大電流抑制を採用している点などがあげられる。

この継電要素の回路は接続図(図3.1)に示されている。またこの継電要素の比率差動特性の一例を図3.2に示す。

3.2 励磁突入誤動作阻止要素 (BU)

この要素の機能は内部故障電流で高速度動作し励磁突入電流では動作しないということである。

この機能を果たすために原理の項で述べたような概要をもつ濾波器回路が備えられている。その動作原理の要点はすでに明らかであるが、ふたたび簡単に説明する。

この要素はこの継電器のもっとも特長とするものであって励磁突入電流中の第2高調波により強力な抑制効果を得るような構成としてある。

図3.1の L_O, C_O は第2高調波並列共振濾波器で第2高調波に対して高 インピーダンス を呈し同高調波が直流極

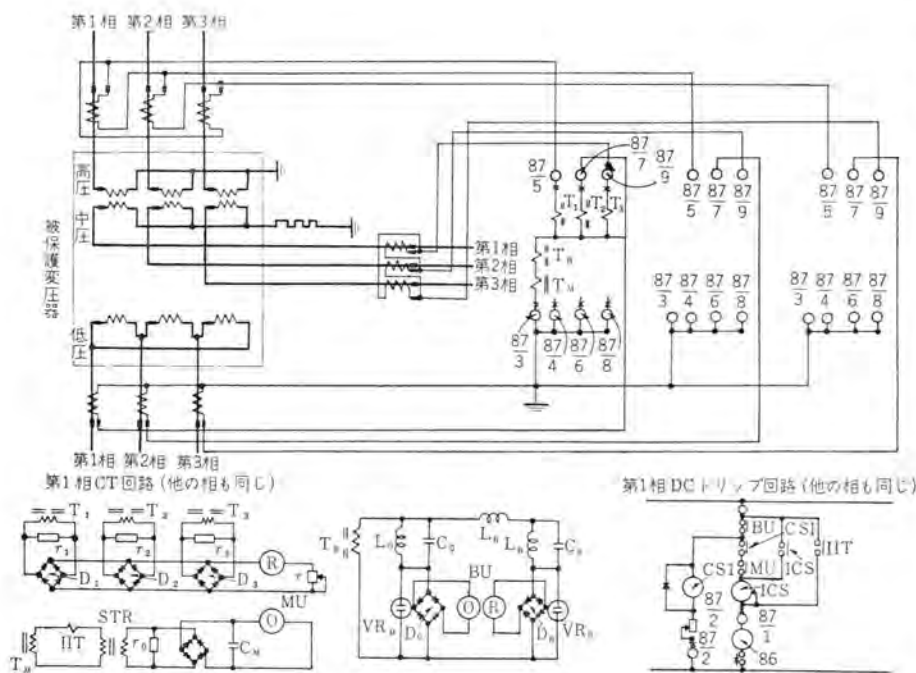


図 3.1 HUB-2-M 形継電器接続図例

Fig. 3.1 Connection of type HUB-2-M relay.

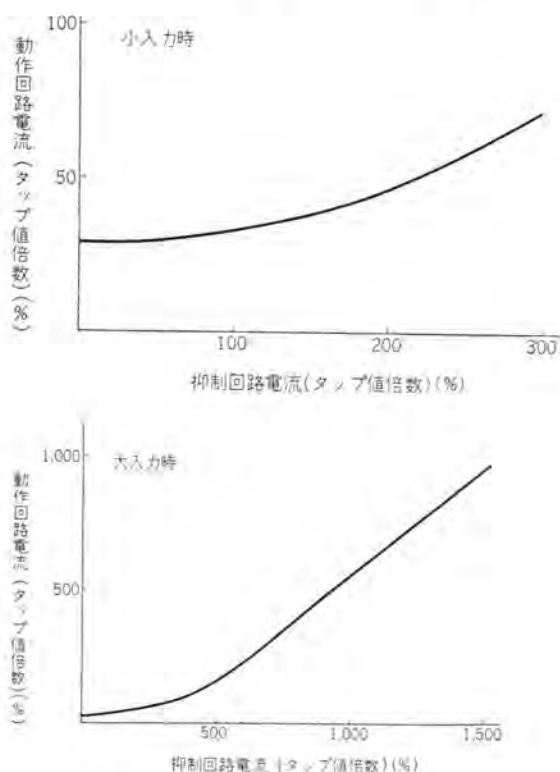


図 3.2 HUB-2-M 形継電器比率差動特性図

Fig. 3.2 Typical percentage differential characteristic of type HUB-2-M relay.

性継電要素の動作コイルに流れるのを阻止する。 L_R, C_R は基本波並列共振回路で基本波に対して高インピーダンスを呈し基本波が直流極性継電要素の抑制コイルに流れるの

を阻止する。またこのBU要素の特長として L_R なるリアクタを L_R, C_R に直列に接続してこれらを第2高調波に直列共振させ第2高調波に対し低インピーダンスを呈するようにしてある。したがって励磁突入電流中の第2高調波はほとんど抑制ATを発生しそのため直流極性継電要素の動作を強力に抑制する。一方内部故障電流中に圧倒的に含まれる基本波成分は L_R, C_R なる基本波並列共振回路により阻止されて抑制コイルには流れず動作コイルに流れて、その結果内部故障の検出は高感度高速度で行なわれる。

以上よりこの要素は第2高調波に対しては最低感度、基本波に対しては最高感度となるような特性をもつことが了解でき

る。その周波数特性の一例を図3.3に示す。

この要素は差動回路電流中の第2高調波成分が、基本波に対し15~20%以下となったときは接点を閉じる。

この要素では内部重故障時に大電流が流れ入力変成器二次回路に高電圧を発生し、これによって半導体整流器を破壊することのないよう適当な手段が講じてある。

この要素の補助要素としてCS-1形補助接触器を設けているが、これは大きな励磁突入電流が発生した場合、この要素の極性継電器が、濾波器回路の過渡現象のために接点する場合もあることを考慮しわずかの時間遅れをもたせる意味で、そう入されているものであって、内部故障時の検出速度が、この補助要素のそう入によりMU要素の動作速度よりおそくなることはなく、そのために全体の検出が遅れることはない。

3.3 表示接触器 (ICS)

上記2要素は内部故障のときともに動作する。この動作により付勢される補助接触器で自己保持を行なうと

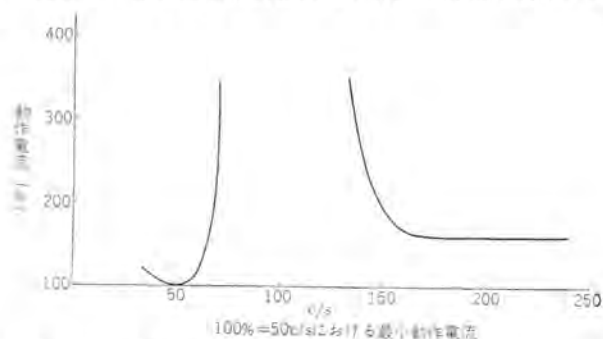


図 3.3 HUB-2-M 形継電器 BU 要素周波数特性例(50 c/s 用)
Fig. 3.3 Typical frequency response of harmonic restraint unit (BU) (for 50 c/s use)



図 3.4 HUB-2-M 形
比率差動継電器
Fig. 3.4 Type HUB-2-M
transformer differential
relay.



図 3.5 HUB-2-M 形
比率差動継電器内部
Fig. 3.5 Interior of type
HUB-2-M relay.

もに、表示を出すものである。

3.4 表示付瞬時要素 (IIT)

内部重故障時の場合高速度動作する要素で、この要素が動作した場合は、MU、BU の動作不動作にかかわらずトリップさせるものである。この要素の整定値は内部重故障を適確に検出しかつ励磁突入電流の実効値では応動しないような適当な値に選んである。

以上のような 4 要素から成るこの継電器の接続図は図 3.1 にまとめられている。またその外観は図 3.4、3.5 に示すとおりである。

なおこの継電器には保護される変圧器の変圧比と線路 CT の変成比とにより生ずる mismatch を補償するためのタップをつけた入力変成器が内蔵されてあるので特殊な場合を除き補助変成器を必要としないでもすむようになっている。

4. 試験結果

この継電器は原理の項において述べたように、変圧器励磁突入電流中の第 2 高調波を利用して抑制をかけるものであるが、変圧器励磁突入電流はその大きさ、波形、減衰を決定する因子が多くあり、実際に発生すると思われる場合を想定して人工模擬試験を行なうよりは、現地において投入試験を行なうことがもっとも確実と思われるので最終的な性能確認は現地試験によった。

変圧器励磁突入電流が、この種の比率差動継電器にとってもっとも苛酷な場合となるのは、無負荷投入時過渡励磁電流の場合であって、その大きさおよび第 2 高調波成分の最小の場合もこのときにおこるので、2 回にわたる現地試験においてはこの試験を行なった。

東京電力京浜変電所は超高压系統で減衰がおそい励磁突入電流が発生する好例として、東北電力新郡山変電所は CT 変成比その他の影響で継電器 タップ からみた励磁突入電流の大きさが異常に大きい ケース としてそれぞれ

変圧器保護用第 2 高調波抑制付比率差動継電器・森・寺田

有意義であるので試験を施行した。とくに後者では継電器の整定を故意に高感度にして誤動作限界の確認をも企図した。

4.1 東京電力京浜変電所における現地投入試験

この試験の一部は 36 年 4 月電気関係学会連合大会で発表したが、ここで簡単に再紹介する。

(1) 被保護変圧器

三相外鉄形送油風冷式

定格電圧 一次 275 kV $\pm$ 7.5%

二次 147 kV

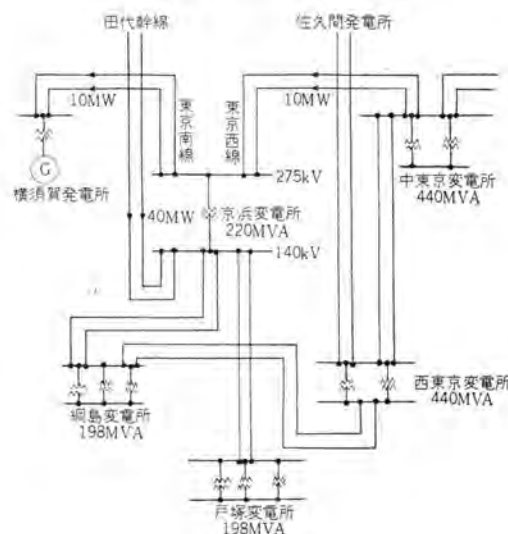


図 4.1 試験時系統構成

Fig. 4.1 One line diagram of field test at Keihin Substation of the Tokyo Electric Power Co. (275 kV, 220 MVA Trans.).

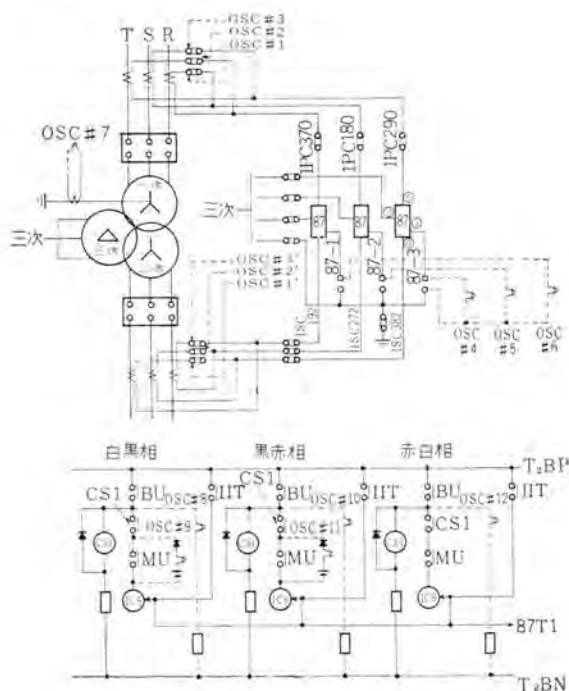


図 4.2 継電器および オシログラム 関係図
Fig. 4.2 Test connection of field test.

三次 15.75 kV
 定格容量 一次 200 MVA
 二次 220 MVA
 三次 100 MVA
 等価容量 260 MVA
 周波数 50 c/s
 定格電流 一次 420 A
 二次 864 A
 三次 3,660 A

(2) 設置 CT

変成比 一次 600/1 A
 二次 1,200/1 A
 三次 3,000/1 A

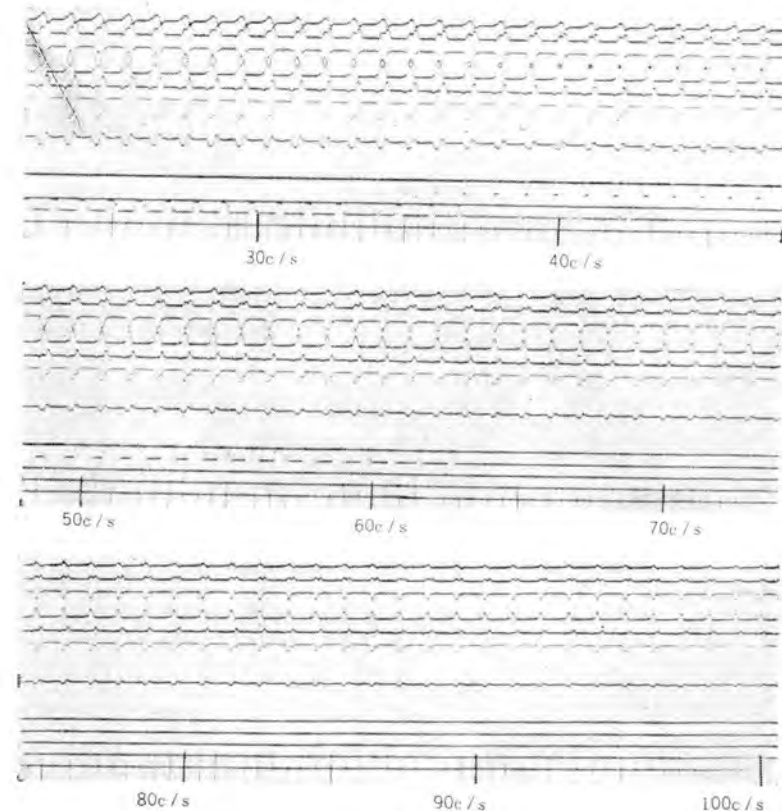
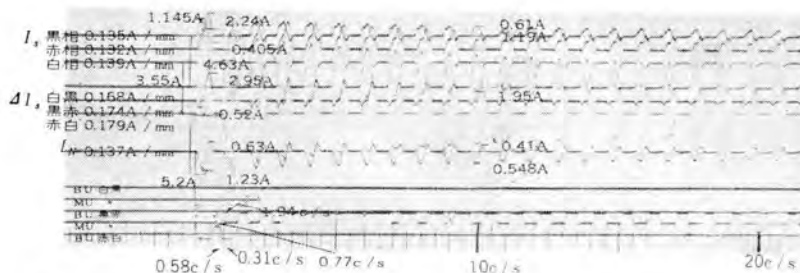
(3) 供試継電器

HUB-1-M 形定格 AC 1 A 50 c/s DC 110 V 3 台

(4) 試験条件

図 4.1, 図 4.2

(5) 試験結果



(a)

(b)

図 4.3 東京電力京浜変電所における最大励磁突入電流
 Fig. 4.3 The maximum magnetizing inrush experienced at Keihin Substation.

表 4.1 に詳細を示す。また最大 ラッシュ 時の オシ
 グラム を図 4.3 に示す。

4.2 東北電力新群山変電所における現地投入試験

この試験に関しては改めて別の機会に詳細発表するが、
 ここでは簡単に報告する。

(1) 被保護変圧器

三相外鉄形送油風冷式

定格電圧 一次 154 kV ± 14 kV
 二次 66 kV
 三次 33 kV

定格容量 一次 60 MVA
 二次 66 MVA
 三次 30 MVA

等価容量 78 MVA

周波数 50 c/s

定格電流 一次 225 A
 二次 578 A
 三次 525 A

(2) 設置 CT

一次 300/5 A
 二次 800/5 A
 三次 800/5 A

(3) 供試継電器

HUB-2-M 形 AC 5 A 50 c/s DC 110 V 3 台

(4) 試験条件

図 4.4

(5) 試験結果

表 4.2 に詳細を示す。また最大 ラッ

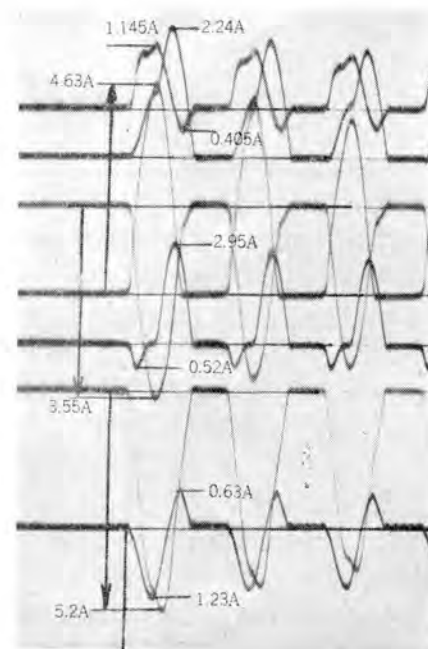


表 4.1 HUB-IM 形比率差動継電器の京浜変電所における励磁突入電流試験成績一覧表

日時 昭和35年8月29日午前2時50分～4時30分

試験 番号	条 件 (投入別)	励 磁 突 入 電 流 (CT 二次)									Ry 動 作 状 況							備 考
		入 I (A)						I (A) 波高値			IN	BU 要素			MU 要素			
		黒 相		赤 相		白 相												
		波高値	倍 率	波高値	倍 率	波高値	倍 率	白黒相	黒赤相	赤白相		波高値	白黒	黒赤	赤白	白黒	黒赤	
1-1	一次 IN 二次 OFF 三次 OFF	+0.405 -0.405	0.41	+1.265 -0	1.28	+0 -1.25	1.26	+1.68 -0	+1.65 -0	+0 -1.89	+0.41 -0.48	×	×	×	○	○	○	Tr Tap 275 kV 系統電圧 280 kV
1-2	"	+1.145 -0.405	1.16	+2.24 -0	2.26	+0 -3.55	3.58	+4.63 -0	+2.95 -0.52	+0 -5.2	+0.63 -1.23	×	×	×	○	○	○	BU 要素=極性継 電器(BU) +補助接点器 (CS-1)
1-3	"	+1.42 -0	1.44	+0.79 -0.46	0.8	+0 -2.43	2.6	+3.53 -0	+0.435 -1.95	+0 -4.42	+0.63 -0.69	×	×	×	○	○	○	
1-4	"	+1.35 -0	1.37	+0.13 -0.53	0.54	+0.14 -0.445	0.45	+1.81 -0	+1.92 -0	+0.35 -0.54	+0.48 -0.13	×	×	×	○	○	×	
1-5	"	+0 -1.96	1.98	+2.31 -0	2.34	+0.56 -0.87	0.88	+0.3 -2.2	+3.9 -0	+0 -3.15	+0.82 -0.48	×	×	×	○	○	○	
1-6	"	+0.473 -0.473	0.48	+1.65 -0	1.67	+0 -1.52	1.54	+2.02 -0	+2.08 -0	+0 -2.7	+0.55 -0.495	×	×	×	○	○	○	
1-7	"											×	×	×	○	○	○	
1-8	"											×	×	×	○	○	○	
1-9	"											×	×	×	○	○	○	
1-10	"											×	×	×	○	○	○	
1-11	一次 IN 二次 OFF 三次 "											×	×	×	○	○	○	Tr Tap 147 kV 系統電圧 140 kV
1-12	"											×	×	×	○	○	○	
1-13	"											×	×	×	○	○	○	
1-14	"											×	×	×	○	○	○	
2-1	一次 OFF 二次 IN 三次 OFF											×	×	×	×	×	○	
2-2	"											×	×	×	○	○	○	
2-3	"	+0.54 -0	0.53	+0.46 -0.265	0.45	+0 -0.9	0.89	+0 -1.34	+0.84 -0	+1.36 -0		×	×	×	○	×	×	
2-4	"	+0.88 -0.78	0.87	+2.05 -0	2.02	+0 -2.12	2.09	+0 -2.12	+0 -2.6	+3.94 -0		×	×	×	○	○	○	
2-5	"	+0.5 -0	0.49	+0.44 -0	0.43	+0 -0.97	0.96	+0 -1.45	+0.174 -0.174	+1.43 -0		×	×	×	○	×	○	

注 突入電流は第1サイクル目の波高値(A)を表わす。電流値(+)は△(-)は□を示す。
倍率は定格電流に対する倍率を表わす。
Ry 動作 □...動作 ×...不動作 とする。

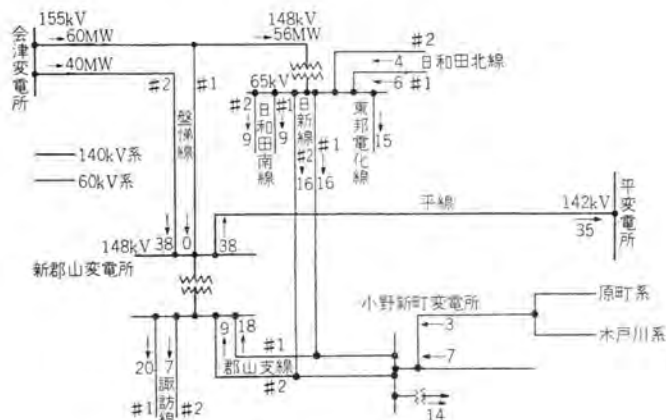


図 4.4 試験時系統構成

Fig. 4.4 One line diagram of field test at Kooriyama Substation of Tohoku Electric Power Co. (154 kV, 66 MVA Trans.)

シュ 時の オシログラム を図 4.5 に示す。

4.3 現地試験に対する検討

以上示したように2回の現地投入試験において投入回数は延べ180回近くに達し、励磁突入電流の最大値はCT二次で58.5 A(定格電流△CT側で6.5 A)に達し

変圧器保護用第2高調波抑制付比率差動継電器・森・寺田

た場合もあったが MU 要素 BU 要素ともに動作してトリップとなったことは1回もなく励磁突入電流に対して安定した確実な抑制能力をもつことが確認されている。すなわち京浜変電所ではラッシュ最大値は継電器整定値の620%、新郡山変電所では同継電器整定値の850%とくに感度を上げた場合には継電器整定値の2,000%の大きさをもつラッシュが第1サイクル目に表われているがこれに対して誤動作に至らなかった。詳細な検討は別の機会に譲るがこれによってこの継電器の実用性かなり高く安定したものであることが確認できたわけである。

ラッシュ時のオシログラムからも明らかのように、三相変圧器の突入電流には1相に必ず正負に振れた非対称性の少ない波形が表われることが発見されるがこのことは変圧器励磁突入電流の誤動作防止を直流分抑制だけにたよってしまうのは危険だということを示している。そのため直流分抑制方式では3相の比率差動継電器の動作を適当に総合しそれによってトリップするというシーケンスになるであろうことが了解される。またこのラッシュの特質を逆に考えれば変圧器の

表 4.2 東北電力新郡山変電所における変圧器突入電流測定ならびに HUB-2-M 形比率差動継電器の試験状況一覧表

試験 番号	条 件 (投入別)	励 磁 突 入 電 流 (CT 二次側)									電 圧 一次 (kV)	Ry 動作状況										備 考			
		入 I (A)						I (A)				PT	BU 要素					MU 要素							
		R 相		S 相		T 相		R-S	S-T	T-R			R-S	S-S	T-T	R-R	R-S	S-T	T-T	R-R					
		波高値 (A)	倍 率	波高値 (A)	倍 率	波高値 (A)	倍 率	波高値 (A)	波高値 (A)	波高値 (A)															
1-1	154 kV IN	+15.7	4.18	-11	2.94	-13.9	3.71	+27.3	+13.6	-34.5	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	Tr 一次タップ=5 NGR PC 入り
1-2	"	+20	5.33	-13.6	3.68	-17	4.53	+34	+15.4	-42.4	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	BU 要素 =極性継電器 (BU) +補助接点器 (CS-1)
1-3	"	+8.92	2.38	-5.02	1.33	-12.4	3.31	+12.7	+15.8	-23.6	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
1-4	"	+2.4	0.64	+11.4	3.04	-5.63	2.11	-14.4	+11.3	-2.36	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
1-5	"	+5.38	1.44	+7.38	1.97	-11.8	3.15	+16.1	+14.8	-20.1	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
1-6	"	-10.6	2.83	-13.3	3.5	+21.9	5.83	-10.35	-24	+33.4	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
1-7	"	-	-	-	-	-	-	-	-	-	147	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
1-8	"	+13	2.83	-13.6	3.63	+4.2	1.12	+25.3	-10.7	-22.8	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
1-9	"	+12.4	3.3	+14.8	3.95	-21.4	5.7	+12.5	+26.6	-37.8	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
1-10	"	-12.7	3.39	+12.9	3.44	+6.93	1.85	-24.3	+9.1	+24.3	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-1	"	+18.4	4.9	-18	4.8	-9.83	2.62	+33.7	-12.6	-34.1	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	Tr 一次タップ=1 NGR PC 入り
2-2	"	+19.1	5.1	-13.3	3.54	-16.7	4.46	+32.4	+17.4	-40.3	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-3	"	+18.4	4.92	-10.2	2.72	-20.7	5.52	+28.6	+23.4	-44	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-4	"	+17.3	4.62	-11.6	3.1	-19	5.07	+27.9	+21.8	-40.8	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-5	"	+6.37	1.7	-11.3	3.01	+4.58	1.24	+13.8	-10.7	-11.8	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-6	"	+5.66	1.51	+12.1	3.23	-12.4	3.25	-13.4	+15.8	-20.2	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-7	"	-14.5	3.87	+9.4	2.5	+16.4	4.38	-23.6	+19	-33.2	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-8	"	-5.67	1.51	-7.07	1.89	+11.1	2.96	-10.1	+13.9	-18.8	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-9	"	+10.6	2.83	-17.5	4.67	-6.56	2.46	-25.3	+17.1	+17.2	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
2-10	"	+12.7	3.39	-12.7	3.39	+7.2	1.92	+23.6	-10.7	-23.5	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
3-1	"	+7.08	1.89	-13.8	3.68	-20.1	5.37	+34.4	-20.5	-46.4	177	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	Tr 一次タップ=1 NGR PC OFF
3-2	"	+15.6	4.17	-13.3	3.55	-8.53	2.27	-26.5	-9.1	-29	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
3-3	"	-22.7	6.05	+15.7	4.81	+19.7	5.27	-38	-18.2	-47.3	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
3-4	"	+25.2	6.72	-28	7.47	-12.4	3.3	+48.8	-18.7	-44	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
3-5	"	+25.5	6.67	-19.7	5.27	+6.23	1.66	-4.7	-7.95	+10.6	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	Tr 一次タップ=1 NGR PC 入り Ry タップ=2.9 A
4-1	"	+2.84	0.75	-7.8	2.08	+4.58	1.24	+10.1	-7.6	+8.18	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
4-2	"	+24.1	6.42	-11.8	3.15	-28.9	7.7	+33	+31	-58.5	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
4-3	"	-16	4.27	+11.3	3.01	+14	3.74	-27.6	-13.9	+31.5	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
4-4	"	-10.2	2.67	+8.33	2.2	+26.2	7.0	-17.5	+7.6	+20.1	147	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
4-5	"	-	-	-	-	-	-	-	-	-															
5-1	66 kV IN	-6.65	1.84	+16.7	4.62	-9.9	2.74	+20.2	-18.4	+13	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	NGR, PC 入り Ry タップ 4.2 A
5-2	"	+8.22	2.28	-16	4.43	+6.52	1.81	-20.8	+15.8	+12.4	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
5-3	"	+9.2	2.55	+8.63	2.39	-13.5	3.74	-12.8	-17.1	+25.5	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
5-4	"	+4.24	1.17	+6.6	1.85	-8.77	2.43	+7.4	-11	+15.7	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
5-5	"	-14.8	4.1	+10.5	2.91	+15.3	4.23	+25	+14.8	-32.7	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
5-6	"	-7.78	2.16	-10.2	2.83	+16	4.33	+7.4	+20.3	-27	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
5-7	"	-13.1	3.63	+7.53	2.09	+17.3	4.8	+19.5	+20	-35	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
5-8	"	+7.78	2.15	-14.14	3.92	+5.63	1.56	-18.1	+13.9	-4.72	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
5-9	"	-6.22	1.72	+11.1	3.08	-4.18	1.16	+13.7	-11.6	0	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
5-10	"	+8.78	2.53	+15.7	4.35	-19	5.27	+11	-24.2	+33.6	66	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	

(注) 倍率: 変圧器定格電流 (実効値) に対する投入 c/s 目 (波高値) の倍率 ○印 Ry 動作 × 不動作 + 印 △ 一印 □ を示す

表 4.3 東京電力京浜変電所における最大励磁突入電流波形調波分析

	黒相 入 電流		赤相 入 電流		白相 入 電流	
	第 1 サイクル	第 2 サイクル	第 1 サイクル	第 2 サイクル	第 1 サイクル	第 2 サイクル
基本波 (%)	100	100	100	100	100	100
直 流 分 (%)	47	47	72	71	69	67
第 2 高調波 (%)	67	72	31	36	30	38
第 3 高調波 (%)	12	14	24	18	10	5

	白黒相 △ 電流		黒赤相 △ 電流		赤白相 △ 電流	
	第 1 サイクル	第 2 サイクル	第 1 サイクル	第 2 サイクル	第 1 サイクル	第 2 サイクル
基 本 波 (%)	100	100	100	100	100	100
直 流 分 (%)	65	61	45	45	73	71
第 2 高調波 (%)	41	49	70	74	23	26
第 3 高調波 (%)	4	6	30	46	10	9

3 相 ラッシュ では 1 相だけ直流分の少なく高調波成分の多い ラッシュ があることになるから、高調波抑制方式では 3 相分の比率差動継電器の動作を適宜組合せた接点回路構成によれば、高調波抑制能力の乏しい継電器も ミストリップ しないようにすることができる。当社の場合は最大 ラッシュ の目標を、直流分をかなり多く含み第 2 高調波成分がかなり少ない場合においているので、3 相分の

継電器を含んだシーケンスは不要となる。

参考に東京電力京浜変電所の最大 ラッシュ 第一波目の調波分析結果を表 4.3 に示す。最大 ラッシュ では第 2 高調波成分比は 23% になるが、一般にこの程度以下に下がる例はまだ経験されていない。

5. 適 用

この継電器の適用上考慮すべき条件について簡単にふれてみる。

5.1 被保護変圧器の変圧比と同保護用 CT の変成比のミスマッチ

この継電器の最小動作は タップ 値の 30% にとつてあるので頭記原因により生ずる差動回路の誤差電流がある程度以上にならないことが必要でそのために適当な変成比をもつ CT を使用することが考慮されなければならない。

たいていの場合とくに異常な CT でなければ継電器内部の タップ により ミスマッチ を補償 できるが、タップ 切換器付変圧器の場合 タップ 切換に伴い誤差がおこることを考慮する必要がある。

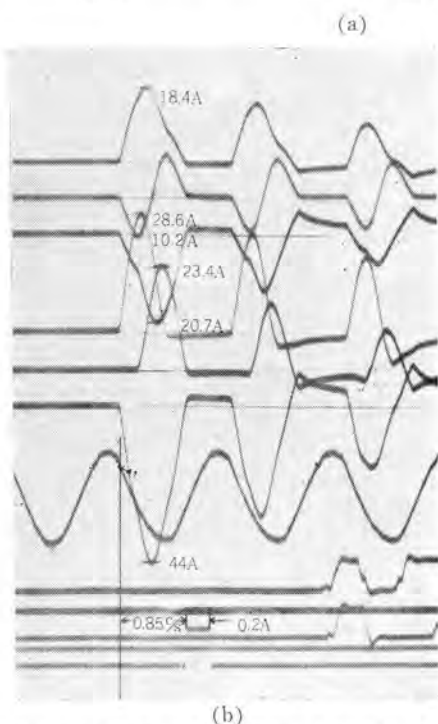
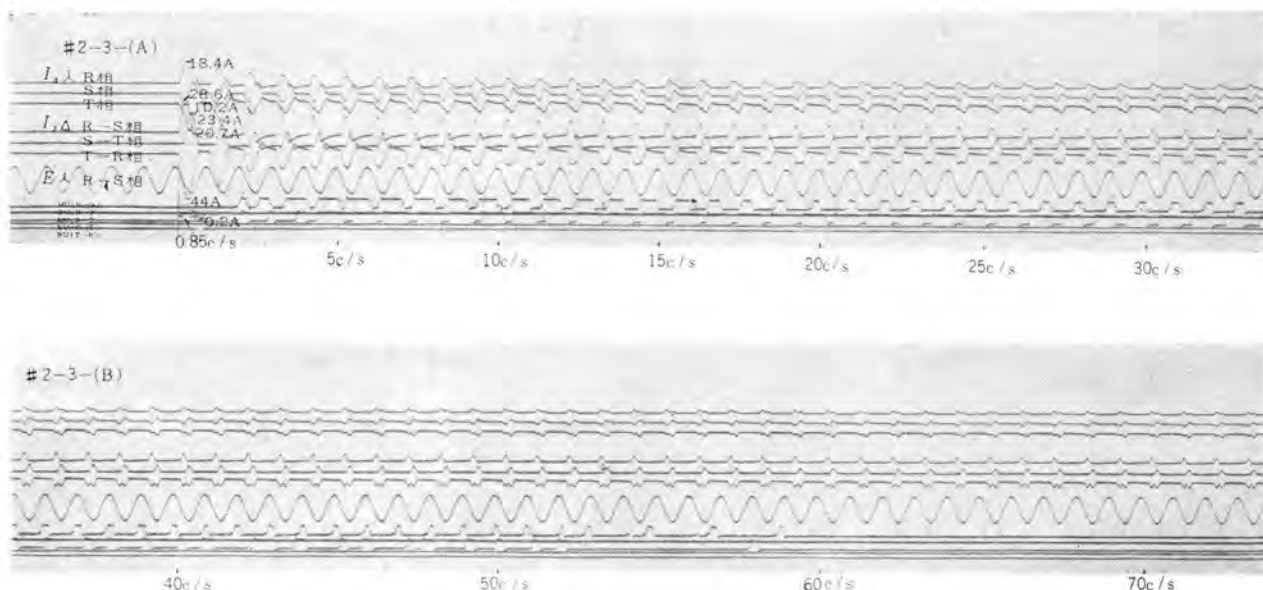


図 4.5 東北電力新郡山変電所における励磁突入電流例
Fig. 4.5 The typical magnetizing inrush experienced at Kooriyama Substation.

5.2 保護用 CT の過電流域での誤差

変圧器保護用比率差動継電器が外部故障で誤動作しないために満足すべき CT の条件として、継電器 ヲツ 値 (ほぼ定格値) の 8 倍の電流に対し比誤差 20% 以下であることがのぞましい。

5.3 CT 変成比選択に対して考慮してほしい事項

差動保護用 CT がメータ用と共用される場合があるので一概に断定できないが CT の変流比はなるべく大きいほうが好ましい。

三次巻線の変圧器で変圧器結線が 人—人—△ で同保護用 CT が △—△—人 結線であれば、高圧および中圧の CT の変成比が小さい場合、巻線最大容量が通過する場合継電器入力電流が 5 A 以上となり、ミスマッチを少な

変圧器保護用第 2 高調波抑制付比率差動継電器・森・寺田

くしようすると異常に高感度な整定となる場合があるので注意を用する。

5.4 予想される励磁突入電流に対する耐量

励磁突入電流の大きさとしては継電器側でみて、継電器整定 ヲツ 各 ヲツ 値の 1,000% 以下のセン頭値をもちベースアングル 240 度の整流波状の波形に対しては応動しないことを確認している。これ以上の大きさをもつ波形はそう現実に表われないことが多く、また表われても継電器の整定 ヲツ を変更するなどの手段で逃げることができる。

5.5 系統電圧

系統電圧の大きさは励磁突入電流の大きさに直接影響する。最近の変圧器では立上がりのするどい飽和特性をもつので過励磁は定格電圧の 105% まで許容されている。継電器としては 110% までを許容範囲としてある。これ以上の過電圧に対しては比率差動継電器などをロックすることも場合によっては必要となる。

6. む す び

以上述べたようにこの継電器は第 2 高調波抑制を採用した変圧器保護用比率差動継電器であって、励磁突入電流に対して不感動で内部故障に対しては高感度高速度保護を行なうことができる。

この継電器の開発に当たって種々ご指導ご鞭撻を賜わった東京電力関係各位および東北電力関係各位に感謝するとともに、神戸製作所工作部関係各位とくに精器係、補器試験係の各位に深甚な謝意を表わしたい。

参 考 文 献

- (1) 森:「火力発電所の最近の保護継電方式」, 電気計算, pp. 33~43 (pp. 1927~1937) (昭 35—10).
- (2) Westinghouse: Applied Protective Relaying, (Book).
- (3) W. K. Sonnemann C. L. Wagner, G. D. Rockefeller: "Magnetizing Inrush Phenomena in Transformer Banks," A. I. E. E. T., pp. 884~892 (1958).
- (4) L. F. Kennedy, C. D. Hayward: "Harmonic-Current-Restrained Relays for Differential Protection," A. I. E. E. T., pp. 262~266 (May, 1938).

HK 形 最大 需用 精密 積算 電力 計

福山製作所 武田克己*・林 正之*・相田利光*

Type HK Maximum Demand Precision Watthour Meters

Fukuyama Works Katsumi TAKETA・Masayuki HAYASHI・Toshimitsu AIDA

Maximum demand meters are divided into two types of thermal and mechanical one. If a longer block interval is desired, the mechanical type has a decisive advantage over the other. But in the mechanical type the maximum demand is indicated direct from the rotating disc of the watthour meter, which poses manifold problems. The principal point of the problems lies in an effect of friction torque. To do away with this drawback maximum demand precision watthour meters have been developed by making use of the so called a no-friction rotation follower which takes the rotation of the disc as signals to indicate the maximum demand power and also to improve the precision and reliability.

1. ま え が き

最近電力設備の大規模化にともない大電力の取引が多くなり、積算電力量はもとより、最大需用電力の計測精度の高い計器が強く要望されてきた。このうち最大需用電力の計測は、熱形と機械形とに大別されるが、熱形においては需用時限が長いほど製作困難となり、機械形においては積算電力計の回転子の回転に連動して指示させるため、その摩擦トルクによって最大需用電力の指示誤差が生じるばかりでなく積算電力量の計量誤差ともなり、計測精度の向上をはばんでいた。

そこで、この要望にこたえ、新しい構想にもとづくHK形最大需用精密積算電力計を開発した。このHK形は精密積算電力計に無摩擦回転追従装置をとりつけ、積算電力計の特性にまったく影響をおよぼすことなく、デマンド機構を動作させる構造であり、時限機構の簡素化とあわせて全体的に構成が簡単にして精度が高く、安定した動作を行なう積算形最大需用精密積算電力計とすることができたので、この概要を紹介して広く利用をおおぐ次第である。

2. 特 長

まずこのHK形の特長のおもなものを述べる。

(1) 積算電力計は精密積算電力計規格(JIS C 1212)に合格する。

母体となる積算電力計は、当社製MWS形精密積算電力計であり、最大需用電力計は、母体のトルクをまったく必要としないので、諸特性はJIS C 1212精密積算電力計規格を十分満足する。したがって大くち需用家の電気料金取引用として満足して使用できる。

(2) デマンド機構が母体の精密積算電力計にまったく影響を与えない。

積算電力計の回転子にシヤヘイ羽根車をつけ、トランジ

スタを利用した発振回路で特殊衝流信号を得、これにより需用指針を駆動するので積算電力計の諸特性にはまったく影響がない。またこのことはデマンド機構に万一事故が発生しても、積算電力量にまったく影響を与えないので安心して使用できる。

(3) 保守上有利である。

送量器と受量器が分離されているので、保守、修理が便利である。また受量器はトルクの大きいステッパモータにて動作させているので、故障がほとんど発生しない。

(4) 遠隔測定が可能である。

送量器と受量器が分離形であるから連絡線を延長することにより遠隔地での計測が可能である。

(5) 他の計測に種々応用できる。

受量器のステッパモータのトルクが大きいので、1 kWhまたは1/10 kWhごとに衝流信号が取出せ、これにより三菱記録積算電力計を動作させることができる。また送量器から出る信号をタイムスイッチで昼夜切換え、二つの



図 2.1 HK形積算形最大需用精密積算電力計

Fig. 2.1 Appearance of type HK integrating maximum demand precision watthour meter.

受量器にそれぞれ与えれば2種料金取引用計器としても使用できる。その他数個の送量器から出る信号をその数だけのステップモータで総合すれば、総合デマンドとしても使用できる。

(6) デマンドの不連続指示が小さくこれによる誤差がきわめて小である。

デマンド指示は衝流信号によって間欠的に動作するが、押し手は積算電力計回転子の1回転に対し6運動と動作数が多くなっているため、デマンド指針の不連続指示はきわめて小さい。これは30分時限で定格値の35%指示においても0.06%の誤差にしかならない。

(7) 需用指針の指示が安定している。

需用指針を駆動するステップモータのトルクが大きいため、需用指針の残留摩擦力を大きくとることができる。したがって計器外部からの振動、衝撃に対して安定した指示をうることができる。

(8) 押し手の運動が確実に安定している。

押し手を駆動するステップモータのトルクが大きいため、スプリングによる押し手の復帰力を大きくとることができ、押し手の零復帰動作は確実に指示は正確である。

(9) 時限モータが長寿命である。

時限モータの回転数が少ないため、軸受の摩耗が小さいので長寿命である。

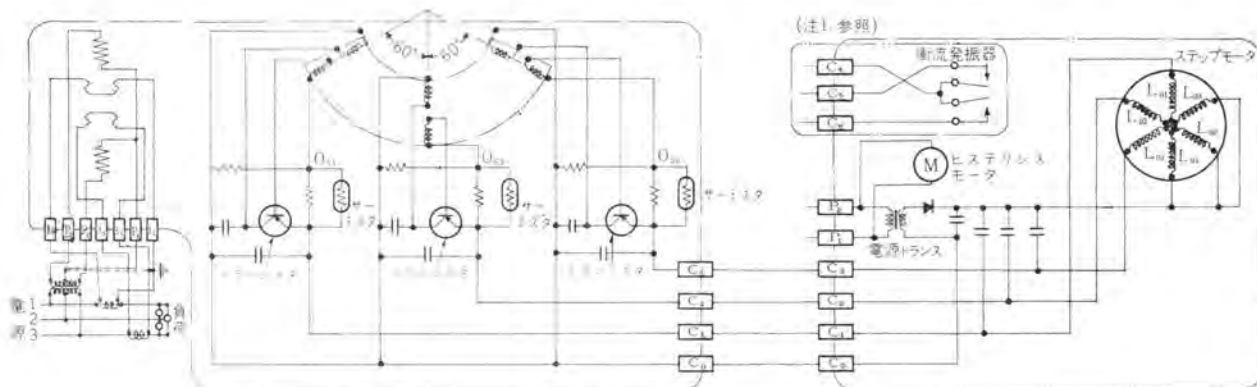
(10) 目盛長が大であり読みとりが容易である。

定格負荷時(110V 5A)の指針の振れ角は約238度、目盛長は214mmとなっているので読みとりが容易である。(最大指示はこれの120%である)また鏡面を用いているので正確に読みとりができる。

(11) 故障が少なく逆転、停電などによる誤差がない。

電氣的に特殊な発信方式を採用し、強力なステップモータを使用し、時限機構も単純化しているため、機械的構成が簡単であり故障がほとんど発生しない。また逆転にも追従し、停電による誤差も発生しない。

3. 構造の概要



注: 図に示すような衝流発信器を付加することによって、三菱MZ形印字式記録積算電力計を駆動させることができる。この衝流発信器を付加した場合の形名はHK-C形として区別する。

図 3.2 HK 形積算形最大需用精密積算電力計接続図

Fig. 3.2 Connection diagram of type HK integrating maximum demand precision watt-hour meter.

HK 形積算形最大需用精密積算電力計の計測方式は、原理的には従来用いられた方式、すなわち積算電力計回転子の回転を押し手に取出して需用指針を駆動し、これを同期電動機を利用した時限機構によって一定時限ごとに零位に復帰させ、一定時限内の負荷の算術平均の最大値を残留する需用指針に指示させる。いわゆる区画時限形であるが、HK 形は積算電力計部分に精密特性のMWS 形精密積算電力計を使用し、積算電力計の諸特性にまったく影響を与えない特殊な衝流信号発信器を付加して、衝流信号を発信させこれによって時限機構を持つ最大需用電力計部分のステップモータを回転させて最大需用電力を指示する構造となっている。

図 2.1 に HK 形の外觀を、図 3.1 にその構成を、図 3.2 にその接続を示す。

3.1 送量器の構造

送量器はMWS-Dr 形発信装置付精密積算電力計であり、これの構成を図 3.3 に示す。図 3.3 では駆動電磁石部分は省略して示しているが、図示のように2枚の回転子のほぼ中央に対称的な2個所に約80度の角度の切欠を持つアルミニウム製の回転シャフト板が設けられ、これをはさんで2個のコイルで1組となる発振コイルが3組回転子の中心に対し60度ずつの角度で配置されている。各組の発振回路は図 3.2 に示すようにトランジスタによる発振回路を構成し、各部品はプリント配線されて各コイル

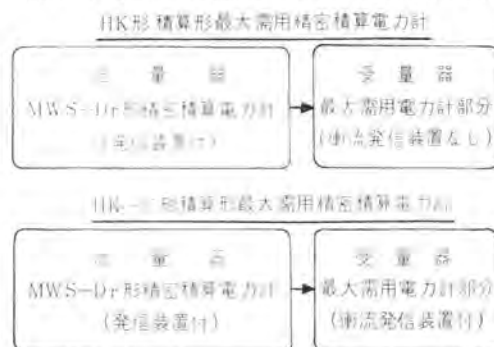
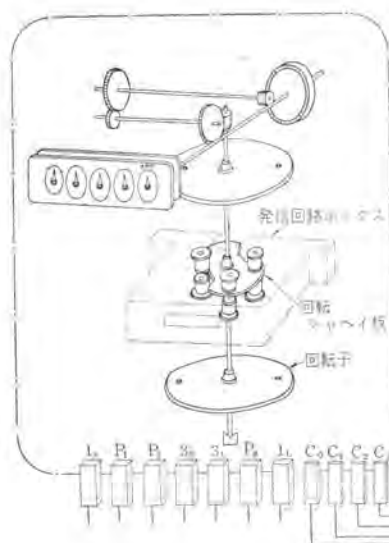


図 3.1 送量器および受量器の構成

Fig. 3.1 Composition of transmitter and receiver.



注. 図に示すような衡流発信器を付加することによって、三菱 MZ 形印字式記録積算電力計を駆動させることができる。この衡流発信器を付加した場合の形名は HK-C 形として区別する。

図 3.3 MWS-Dr 形精密積算電力計 (発信装置付)

Fig. 3.3 Type MWS-Dr precision watthour meter with a transmitter.

とともに発信回路ボックスに収容されている。計量装置、構成要素部分は MWS 形精密積算電力計の部品とまったく同じである。なお 1 組の発振回路はさきに発表した MWS-Z5 形精密積算電力計の特殊衡流発信器とまったく同じである。

3.2 受量器の構造

受量器の構成を図 3.4 に示す。図示のように受量器は時限モータを有する減速装置、トリップ機構、ステップモータ、衡流発信装置 (HK-C 形の場合だけ)、電源装置 (図 3.4 では省いてある) および表示部分より構成されている。ステップモータは 6 極のステータと 4 極のロータからなり、ロータの回転は一連の歯車により押し手に減速して伝えられて需用指針を押し最大需用電力を表示させる。またステップモータの回転は衡流信号発信装置に伝えられ、カムにより接点を開閉して衡流信号を発信するとともに、動作確認用の積算電力量表示指針を回転させる。一方 12 極のヒステリシスモータの回転は減速されてトリップ機構に伝えられ一定時限ごとに数秒間だけ摩擦クラッチをひらいて、ステップモータと押し手間の結合を解き、押し手は零もどしパネのトルクによって零位置に復帰する構造とな

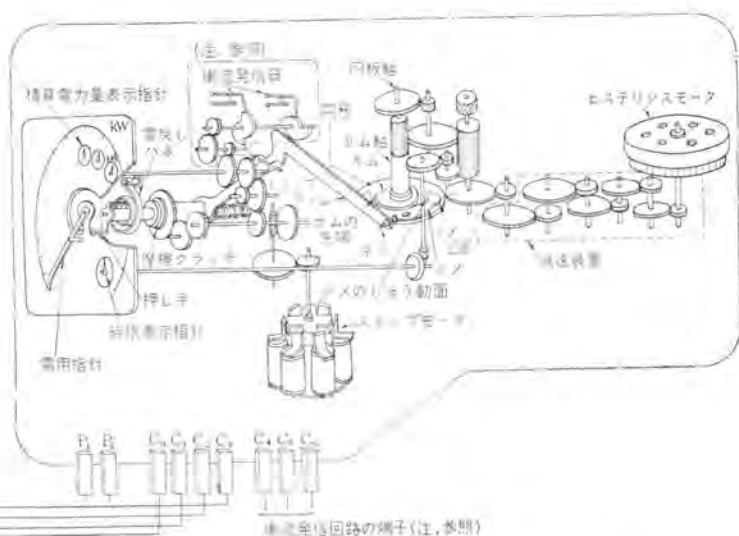


図 3.4 積算形最大需用電力計

Fig. 3.4 Integrating maximum demand watthour.

っている。この場合需用指針はつねにスプリングによる摩擦力が加わっているためその位置に停止し、押し手により押されたときだけ動作する。需用指針の零復帰はカバー表面の零もどし装置により表面から行なえる。この零もどし装置は封印可能の構造としてある。また電源装置は電源トランスと平滑回路とからなり、プリント配線され計器に内蔵されている。

3.3 無摩擦回転追従装置の原理動作

無摩擦回転追従装置は回転シャハイ板、発振回路ボックス、ステップモータから構成され電源装置からの電力の供給により動作する。各組の発振回路はその組の発振コイルの二つのコイルの間に回転シャハイ板の空間部がきたとき発振してその回路に大きい電流が流れ、シャハイ部がきたときには発振が停止し回路電流が少なくなる。この動作原理は MWS-Z5 形精密積算電力計の発振動作と同じである。この回路電流の増加はこの線の回路に直列にそう入されたステップモータのその相の極を強く励磁させることとなり、これがステップモータの回転となる。この動作を図 3.5、3.6 表 3.1 により説明する。図 3.5 は 3 組のコイルと回転シャハイ板の回転との位置関係を示し、図 3.6 はステップモータのステータ極とロータ極との位置

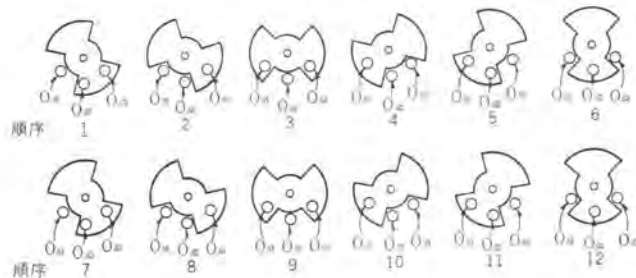


図 3.5 回転シャハイ板と発振回路の関係 (番号の順序は表 3.1 と対照)

Fig. 3.5 Relation between rotation shielding plate and oscillation circuit.

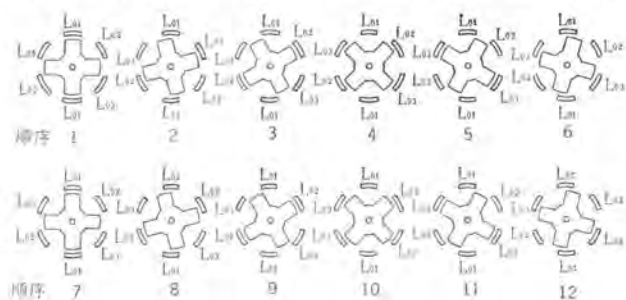


図 3.6 ステップモータの回転順序 (番号の順序は表 3.1 と対照)

Fig. 3.6 Rotating sequence of step motor.

関係を図 3.5 と対応させて示し、表 3.1 は各組の発振回路の発振停止、すなわち回路的に発振して導通状態を ON、発振停止して不導通状態を OFF とし図 3.5、3.6 と対応させてまとめた表を示す。いま図 3.5 において 1 なる位置に回転 シヤハイ 板がきた場合を考える。このときには O_{s1} なる回路だけ発振しているのでこの回路に接続されたステップモータの L_{01} のステータ極だけ励磁され、ロータは 1 なる位置になるよう吸引され停止する。つぎに回転子が回転し、回転 シヤハイ 板が 2 の位置にくれば O_{s1} と O_{s2} との二つの回路が発振し、 L_{01} と L_{02} との二つのステータ極が励磁されるから、この力の合成位置である両極の中間に吸引され停止する。ステータは 6 極であるので極間の中心に対する角度は 60 度、ロータは 4 極であるので極間は 90 度であるから 1 から 2 への移動は $(90-60)/2=15$ 度である。さらに回転 シヤハイ 板が回転し 3 なる位置にくれば O_{s1} は発振を停止し O_{s2} だけ発振するから L_{02} だけ励磁される。このとき L_{02} にもっとも近いロータ極を励磁するので 3 の状態で停止する。

以下これと同様の動作を繰り返し順序 4、5、……と回転するが、図 3.5 から明らかなように 1 ステップは回転 シヤハイ 板の 30 度の角度に相当し、ステップモータは 1 ステップ 15 度であるから、ステップモータは回転子の回転の 1/2 の角速度で、回転子 1 回転に対し 12 ステップの割合で確実に追従回転することを示している。もし回転子が逆回転すれば、上記動作の逆の順に励磁が行なわれるから、ステップモータは逆方向に回転追従する。回転 シヤハイ 板は発振 コイル 間の電磁結合度を変える働きをするだけで両者間にはなんら吸引力は発生しないから無摩擦で信号を取出し、ステップモータを追従回転させることはいうまでもない。もし停電が発生しても電源装置の電源を積算電力計の電源から供給するようにしておけば回転子の回転停止と同時にステップモータも回転を停止し、そのままの位置で停電復活を待期しているのでなんら誤差は発生しない。また 1 相はつねに励磁されており、また シヤハイ された相にもわずかながら電流が流れ励磁されており、これによりステップモータのロータが制動されるので、積算電力計の急速な回転速度の変化にも確実に追従し誤差が発生しない。

3.4 時限装置の原理動作

時限装置は独特のヒステリシスモータを使用し、時限はこれによって与えられる。このモータは 12 極で回転数がきわめて低く (50 c/s のとき 500 rpm、60 c/s のとき 600 rpm) 設計されているので回転部の摩擦は一般のワ

ームモータに比してわずかとすることができる。図 3.4 の構造図に示すようにこのモータの回転は減速装置に伝えられて、ここで 1/600 に減速され、一連の歯車機構を介してカムおよび円板を回転させる。円板上には前記カムによって作動するツメを設けてある。カムは円板の 12 倍の速さで (30 分時限のとき) 回転し、カムの先端とツメのしゅう動面が重なったときツメを押し上げる作用をするようになっている。したがってツメの凸部がトリップアームの先端に設けたネジと重なり、さらにカムの先端がツメのしゅう動面に重なったわずかな時間にツメを介してトリップアームを押して摩擦クラッチを作動させ押し手の零もどしを行なう。この機構は構造が簡単であるにもかかわらず、円板とカムの回転数が 1:12 となっているためカムとツメおよびトリップアームのネジの重なる時間がきわめて短いので時限の不動作時間が短く、零もどし動作も確実に行なわれる。なお目盛板に時限の表示装置が付加されているので時限の経過を外部から見ることができる。

4. 特 性

以上述べた原理動作にもとづいた計器の定格は表 4.1 のものである。このうち 30 分時限の製品についてその試験結果を紹介する。

4.1 積算電力量

積算電力計の特性は無摩擦でデマンド部分を動作させるから MWS 形精密積算電力計とまったく同じである。この計器の特性はすでに紹介されているので省略する。

4.2 最大需用電力

積算電力計の回転子 1 回転に対し 12 ステップすると原理動作で述べたが、積算電力計の負荷が大となり回転子の回転が早くなればステップモータが 2 相励磁から 1 相励磁に移った場合、そのロータの慣性により次の 2 相励磁となった位置付近まで一度振動するから、需用指針の動きによってながめた場合は 6 ステップとみなせる運動をする。しかし 6 ステップとしても 30 分時限の場合、最大需用電力指針の回転は回転子 1 回転に対し 1/1,080 になるので、1 ステップは角度にして 3 分程度にしかならず最悪の定格負荷の 35% においても 0.067% であり問題にならない。なお計器のパルス数表示は 6 ステップ、すなわち 9,000 パルス/kWh としている。無摩擦回転追従装置を利用したための誤差因子は上記のものだけであり、あ

表 4.1 計器の定格

順序 回路	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
O_{s1}	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
O_{s2}	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
O_{s3}	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON

使 用 回 路	三 相 三 線 式
定 格 電 圧	100 V 110 V
定 格 電 流	5 A 変成器付
定 格 時 限	15, 30, 60 分
乗 率	10 の整数べき倍 合成変成比倍 公称変流比倍 合成変成比の $1/10$ 倍
時 限 モ ー タ お よ び パルス回路の皮相電力	4 VA 以下 (100, 110 V のとき)

表 4.2 誤差限度の試験例

供試品 No. 負荷(%)	A	B	C	D	E
120	0.42	-0.085	-0.21	-0.33	-0.42
100	0.5	0	0.1	0	0.5
50	-0.5	0.2	0	0	-0.8
35	0	-0.28	0	-0.57	2.0
10	-1.0	-1.0	0	-0.5	1.0
0	0	0	0	0	0

表 4.3 誤差変動の試験例

測定 回数	A		B		C	
	指示値 (kW)	誤差(%)	指示値 (kW)	誤差(%)	指示値 (kW)	誤差(%)
1	0.5980	-0.33	0.5970	-0.5	0.5925	-1.25
2	0.5960	-0.67	0.5980	-0.33	0.5950	-0.85
3	0.5955	-0.75	0.5950	-0.83	0.5950	-0.85
4	0.5975	-0.42	0.5975	-0.42	0.5940	-1.0
5	0.5955	-0.75	0.5970	-0.5	0.5950	-0.85
6	0.5960	-0.67	0.5960	-0.67	0.5940	-1.0
7	0.5950	-0.83	0.5950	-0.83	0.5950	-0.85
8	0.5970	-0.5	0.5955	-0.75	0.5950	-0.85
9	0.5960	-0.67	0.5975	-0.42	0.5945	-0.92
10	0.5960	-0.67	0.5990	-0.17	0.5950	-0.85
誤差(%) 変動	0.5		0.66		0.4	

とは確実に追従するかどうかだけである。この特性については後述する。

(1) 誤差の限度

誤差は積算電力計の誤差、時限による誤差、読みとりによる誤差、目盛誤差および 1 ステップの誤差の合計である。表 4.2 にこの程度を示す。

(2) 需用時限の限度

これは 0.5% 程度である。

(3) 誤差の変動

0.6 kW の点における誤差の変動の一例を表 4.3 に示す。

(4) 不動作時間

これは約 4 秒であるが 30 分時限のとき、約 0.22% 程度にしかない。

(5) 補助交流電源回路の皮相損失

時限用モータは約 2 VA、電源装置は約 1.5 VA、合計約 3.5 VA である。

(6) 表示装置の安定性

時限用ヒステリシスモータの最低起動電圧は約 80 V、ステップモータの最低動作電圧は約 65 V と十分余裕を持つほか、温度変化、振動、衝撃に対しても十分安定している。

(7) その他

その他特性としては絶縁抵抗、耐電圧、振動および衝撃の影響、外部磁界の影響など種々あるが、いずれも十分余裕をもって最大需用電力計(JEC)の規格を満足している。

トランジスタを使用しているためその信頼性、ひいては耐久度に疑問が感じられるかもしれないが、これは十分

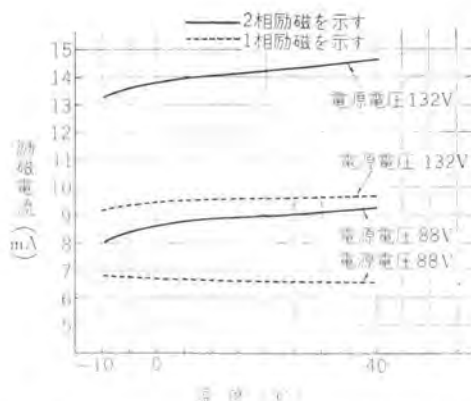


図 4.1 ステップモータ回路の温度-励磁電流-電圧特性

Fig. 4.1 Temperature-exciting current-voltage characteristics of step motor.

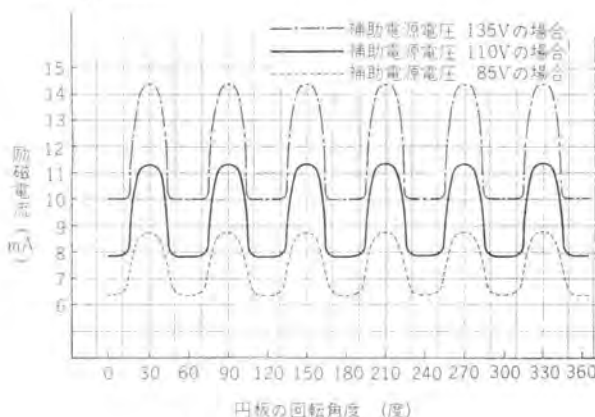


図 4.2 ステップモータの動作特性

Fig. 4.2 Operation characteristics of step motor.

な生産管理、エージング、経年変化を見こんでの特性の選別管理などを行なっているため相当の耐久度はあると考えられる。

4.3 無摩擦回転追従装置の特性

3 組の発振回路の個々の各特性は『最近の記録積算計器』「三菱電機」第 33 巻第 7 号の MWS-Z5 形特殊衝流発信器の特性において示したとまったく同じである。ただステップモータを 1 相 2 相交互励磁方式で駆動しているので、この特性を図 4.1、4.2 に示す。温度、電圧ともに変化しても安定に動作することがわかる。

5. む す び

HK 形最大需用精密積算電力計は多くの特長を有するが、これはとくにトランジスタによる無摩擦回転追従装置を使用すること起因している。しかしこれで十分な最大需用電力計であるものではなく、トランジスタおよびこれに付随する部品、時限機構の無事故への研究を重ねるべきである。とくにトランジスタはゲルマニウムのものであるから、使用温度が 50°C 以下に限られているから、これをシリコンにかえ、コンデンサなどの部品も、たとえばタantalに変えるとかなの方法により、さらに高温にでも使用可能のものとするべきであるとの見解にたち研究中である。ご使用者各位のご意見を重ねてお願いする次第である。

三菱 RT-2 形レーダ距離目盛校正器

無線機製作所 松元雄蔵*・開発久次*

Mitsubishi Type RT-2 Radar Range Calibrator

Yūzō MATSUMOTO
Electronics Works
Hisaji KAIHATSU

Remarkable is development and diffusion of various kinds of radar of late in the field of navigation, aviation and meteorological observation. In line with this, Mitsubishi has developed radar range calibrator, type RT-2, which are devices for the calibration of the range marker with accuracy and quickness. They are well adapted to the test and adjustment of the radar sets in the course of manufacture, or the correction of the range marker in the periodical inspection of marine and other radars. This is an outcome of improvement made on the type RT-1 now operating in Mitsubishi quality control division since the development in 1958. The report deals with the performance, circuit operation and application.

1. ま え が き

戦後民間、軍用をとわず各種レーダ装置の普及はいちじるしいものがあり、航海、航空、気象、その他各方面への利用が増大してきているが、これら各種のレーダ装置の運用に当たり、指示器が誤った距離、方位を指示した場合、レーダ装置を有効に使用できなくなるばかりでなく、ときにはこの誤った指示が事故の原因となることも考えられる。

これらレーダ装置の距離目盛の校正には専用の測定器を用いないかぎり校正がかなりめんどろで時間を要するものであるが、当社でもレーダ装置の生産に伴い、試験調整の時間を短縮するため33年にRT-1形レーダ距離目盛校正器を試作完成し、当工場での調整に実用され非常に検査能率を向上することができた。

三菱RT-2形距離目盛校正器はRT-1形をさらに改良したもので映像判断の基本となるレーダ指示器（ブラウン管）上の距離目盛を校正する装置で指示器の掃引回路を起動させるためのトリガパルスおよびこれに完全に同期した高精度の校正用距離マーカーパルスを有している。

本器の取扱いはきわめて簡単で、レーダ指示器のトリガ端子にトリガパルスを、またビデオ入力端子に距離マーカーパルスを印加することにより、迅速、簡単にレーダ指示器の距離目盛を校正することができ、さらに本器をレーダ指示器部調整用トリガ発振器として利用してもきわめて便利である。

本器の特長はつぎのとおりである。

- (1) 信頼性のある、精度の高い距離目盛の校正が可能。
- (2) 装置は可搬形であり、取扱操作がきわめて簡単で、また目盛の校正に時間を要しない。
- (3) 現在わが国で使用されている内外各社製の各種レーダ装置の距離目盛校正が容易であり、その応用

範囲が広い。

- (4) 距離マーカーパルス、トリガパルスの極性は正、負いずれにも切換えることができ、その振幅も可変である。
- (5) 距離マーカーパルスの幅は、広、狭の2段に切換えることができる。

2. 装置の概要

2.1 構造

本器は小形軽量で携帯に便利のように設計され、とくに点検容易な構造としてある。

外観構造は図2.1に示すとおりで主要調整部は、すべ



図 2.1 三菱 RT-2 形レーダ距離目盛校正器

Fig. 2.1 Mitsubishi Type RT-2 Radar range calibrator.



図 2.2 三菱レーダ距離目盛校正器

Fig. 2.2 Interior of radar range calibrator.

て前面板に取付けられ、底部および後部には 3 足がついているので立てて使用することもできる。

内部構造は図 2.2 に示すとおりで、各回路系統ごとにシヤシを分離し、各側面および底面に対してシヤシが平行となるように組立てられているので外部からの点検がきわめて容易である。

外形寸法 幅 240 mm × 高さ 340 mm × 奥行 500 mm

重 量 28 kg

2.2 構 成

本体の電気系統は図 3.1 に示すとおりで、つぎのように大別され、各部は図 2.1 に示すような外観の箱体内に一括収容している。

- (1) 基準周波数発振部
- (2) 距離目盛 パルス 発生部
- (3) トリガパルス 発生部
- (4) 電源部

使用真空管

12AU7.....	22 本	5U4-GB.....	1 本
12AX7.....	2 本	6AS7G	1 本
12AT7.....	2 本	6AC7-GT	1 本
12BH7-A	2 本	VR-105MT	2 本

2.3 主要性能

- (1) トリガパルス 繰返し周波数と距離目盛の関係

トリガ周波数 (c/s)		距 離 目 盛					
4,000 750 310	km range	0.25 1 1	0.5 2.5 2	1 5 4	2 10	km km km	
1,100 600 150		mile* range	0.25 0.5 1	1 1 5	5 5 10	10	mile mile mile

* mile の単位には民間用 nautical mile (In. mile=2,025.3 yd=1,852 m) および military mile (Im. mile=2,000 yd=1,828.8 m), 陸上 static mile (Il. mile=1,760 yd=1,609.3 m) の 3 種類があり、本器の距離目盛は km と n. mile の 2 種類を標準としているが、プツゲイン式の基準周波数用水晶発振子を差し換えることにより km と m. mile あるいは km と l. mile の組合せに簡単に変更できる。

- (2) 距離目盛の誤差

各レンジとも $\pm 0.02\%$ 以内

- (3) 距離目盛 パルス 幅および波高値

- (a) パルス 幅 (パルス 振幅最大のとき)

wide の場合.....0.5 μ s

narrow の場合.....0.25 μ s

- (b) パルス の極性

正または負、切換スイッチにて自由に選択可能

- (c) パルス 波高値

パルス 出力波高値は調整器により下記範囲内において連続可変

パルス極性	パルス波高値
正	20 V $\pm 20\%$ ~ 0 V
負	15 V $\pm 20\%$ ~ 0 V

ただし narrow レンジ
において 75 Ω 負荷

- (d) 出力 インピーダンス

約 75 Ω

- (4) トリガパルス 幅および波高値

- (a) パルス 幅 (パルス 振幅最大のとき)

約 1 μ s

- (b) パルス の極性

正または負、切換スイッチにより自由に選択可能

- (c) パルス 波高値

出力 パルス 波高値は調整器により下記範囲内において連続可変

パルスの極性	パルス波高値
正	45 V $\pm 20\%$ ~ 0 V
負	35 V $\pm 20\%$ ~ 0 V

ただし 75 Ω 負荷

- (d) 出力 インピーダンス

75 Ω

- (e) 遅延時間 約 180 μ s

- (5) 消費電力

AC 100 V 50~60 c/s 250 VA 以下

3. 回 路 動 作

3.1 動作原理

この装置の電気的系統は図 3.1 のとおりである。

すなわち基準周波数用水晶発振器によって km レンジの場合は 600 kc, mile レンジの場合は 327.97 kc (nautical mile) の発振を行なう。この周波数を分周回路 (1) (2) によって分周し 4,000, 750, 310, 1,100, 600, 150 c/s の方形波とする。この方形波を微分成形し直流 パルスにし、この パルス をさらに遅延回路によって任意時間遅らせてトリガパルス 発生回路に加えて前記繰返し周波数のトリガパルスを発生する。つぎに出力回路を経て校正しようとするレーダ 指示器の掃引トリガ端子に加える。これによってブラウン 管の掃引を起動させる。一方距離目盛 パルス 部は分周回路 (1) によって基準発振周波数を $1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/10, 1/16, 1/20, 1/40$ に分周し、この周波数によって距離 マーク 発生回路を駆動し km レンジの場合は 0.25, 0.5, 1, 2, 2.5, 4, 5, 10 km, また mile レンジの場合は 0.25, 0.5, 1, 5, 10 mile の距離目盛 パルスを発生する。この パルス は出力回路を経て、レーダ 指示器の マーク 入力端子に校正用 マークとして加える。

このようにすることによってレーダ 指示器の掃引と指

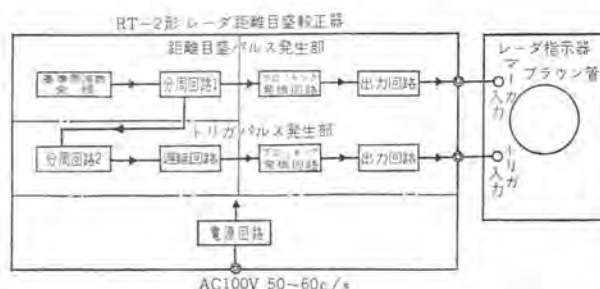
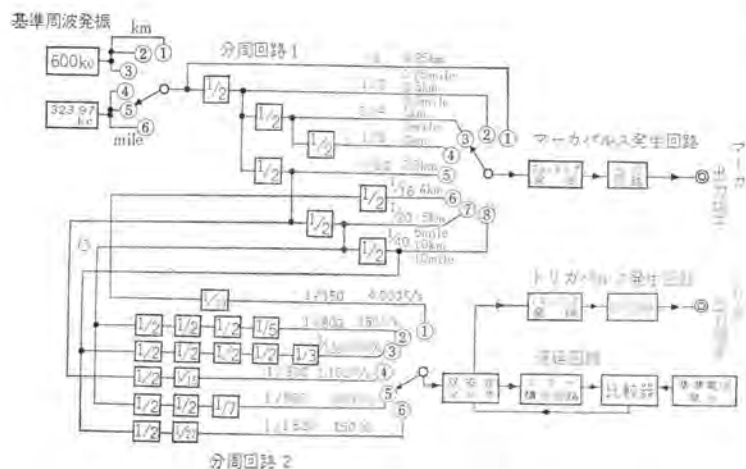


図 3.1 距離目盛校正器 電気系統原理図

Fig. 3.1 Schematic of radar range calibrator principle.



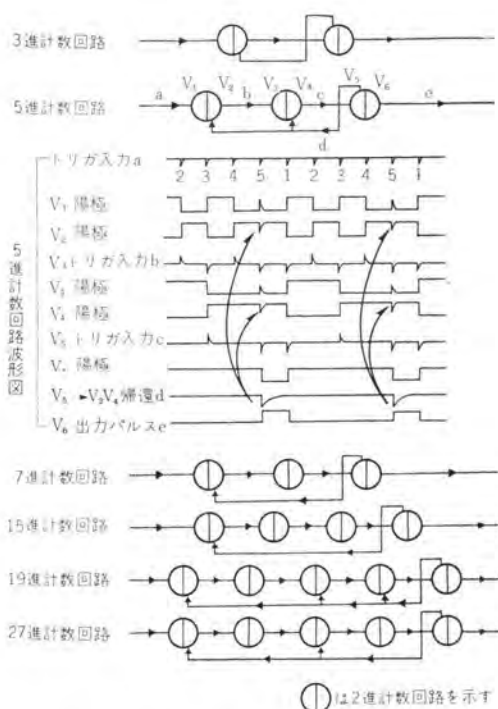
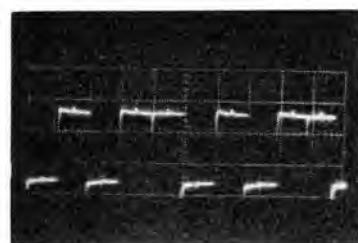
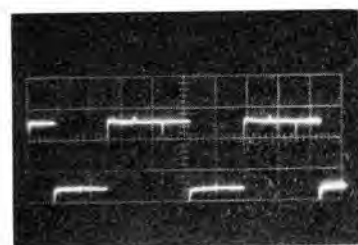


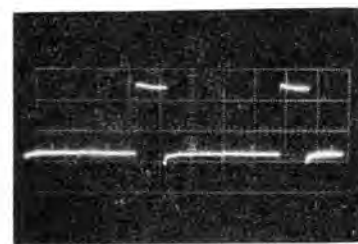
図 3.3 計数回路 ブロック図
Fig. 3.3 Block diagram of counting circuit.



(a) 図 3.3 ブロック図の V_2 の陽極電圧波形



(b) V_1 の陽極電圧波形



(c) V_6 の陽極電圧波形

図 3.4 5 進計数回路波形
Fig. 3.4 Quinary counting circuit wave form.

3.5 分周回路

分周回路 (1)(2) に用いられている計数回路は図 3.2 に示すように 2, 3, 5, 7, 15, 17, 19, 27 進法計数回路を組合せておのおの規定の周波数のトリガおよび距離目盛を得ている。2 進計数回路は 12AU7 を用いた双安定

マルチバイブレータで、負の入力パルス 2 発に対し出力から 1 発の負のパルスを取り出す。この 2 進回路は 3, 5, 7 などの計数回路の基礎となるもので 3 進計数回路の場合は 2 進回路を 2 段組合せ、5, 7 進計数回路では 3 段、15, 19, 27 進計数回路では 5 段組合せ図 3.3 のように後段のマルチ回路の出力を前段へ帰還する回路を付したもので、一例として 5 進計数回路についてその動作概略を述べる。まず、 V_6 より V_2 , V_4 の格子にパルスを送り、図 3.3 の波形図、または V_2 の陽極電圧波形写真、図 3.4 (a), および V_4 の陽極電圧波形、図 3.4 (b) のように、入力トリガパルス 5 発目に V_1 , V_2 および V_3 , V_4 のマルチ反転動作を休止させて、負の入力パルス 5 発目に出力回路に図 3.4 (c) のように、正のパルスを 1 発取り出すことができる。

4. 試験結果

2.3 項に記載の仕様にもとづき、各項目について実測した試験結果を紹介する。

4.1 基準水晶発振器の発振周波数

(1) 電源投入時の初期変動

電源スイッチ投入後 600 kc においては約 50 c/s, 327.97 kc においては約 10 c/s 変化し、10~15 分後に安定する。

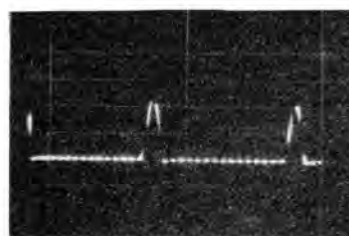
(2) 中心周波数偏差

発振周波数は発振管の格子-アース間に周波数微細調整用トリマコンデンサを付加することによって規定周波数に設定できるが、本器では切換スイッチ、および配線の関係で固定コンデンサだけとしたため周波数偏差はやや大きく約 0.01 % 程度であった、しかし本器の目盛精度は 0.02 % 以下であり、十分満足できるものであったのであえて微調コンデンサを付加しなかった。

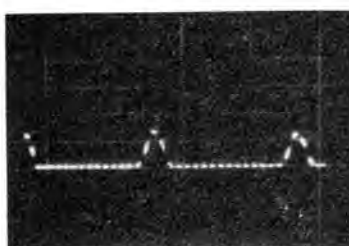
4.2 距離目盛パルス

(1) パルス出力波高値

Narrow レンジにおいて、出力に 75Ω の抵抗を負荷した状態で正負ともセン頭値電圧が 20 V の仕様に対し、実測の結果は Narrow で 24~25 V, Wide で 12~15 V



(a) Narrow レンジ、輝点は 0.1 μs のタイムマーク



(b) Wide レンジ

図 4.1 距離目盛出力パルス波形

Fig. 4.1 Wave form of distance calibration out put pulses.

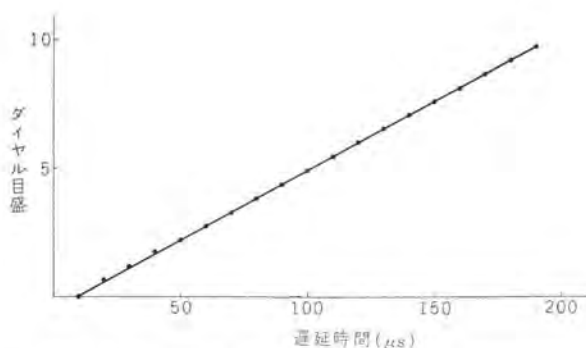


図 4.2 Trigger Delay ダイアルの回転数-遅延時間特性
Fig. 4.2 R. P. M of trigger delay dial vs delay time characteristic.

であった。

(2) パルス 幅

パルス 幅は フロッキング 発振器の パルストランス によって決まり、パルス 幅 $0.25\mu\text{s}$ および $0.5\mu\text{s}$ の切換えは トランス 2 個を用いて切換えるのがもっとも確実な方法であるが本器は 1 個で プレートコイル にコンデンサ を付加してパルス 幅を広げている。このため図 4.1 (a), (b) の写真波形 (点線になっているのは $0.1\mu\text{s}$ の マーカ を入れているため) に示すように十分幅を広げることができず、測定結果は セン 頭値の 10% の電圧位置において Narrow では $0.25\mu\text{s}$ 、Wide では約 $0.47\mu\text{s}$ であった。

4.3 トリガパルス

(1) パルス 波高値

出力に 75Ω を負荷した状態で最大出力電圧は正は 45V 、負は 35V の仕様に対して測定結果は正 48V 、負 38V であった、これは予定よりパルス 幅が狭かったためと思われる。

(2) パルス 幅

仕様 $1\mu\text{s}$ に対し、実測値は $0.7\sim 0.9\mu\text{s}$ であった。

(3) パルス 遅延時間

図 4.2 に示す Delay 調整用 多回転 抵抗器の回転数に対する遅延時間変化特性のように、変化範囲は $10\mu\text{s}$ より $190\mu\text{s}$ で直線性も良好であった。

4.4 レーダ装置の較正

まず本器の各調整器を操作し、較正しようとするレーダ装置に適応するトリガ周波数、距離目盛、パルス幅、極性および出力などを選択して、レーダ指示器のトリガ、マーカ入力端子に加える、このとき指示器に現われた波形は図 4.3 (c) のようになる。

つぎに図 4.3 (b) のようにトリガ DELAY を調整し、較正器の標準距離目盛の零距离と掃引開始位置とを合わせる。

あとはレーダ指示器の距離目盛繰返し周波数を調整し、図 4.3 (a) のように較正目盛に一致させることによって正確に較正することができる。

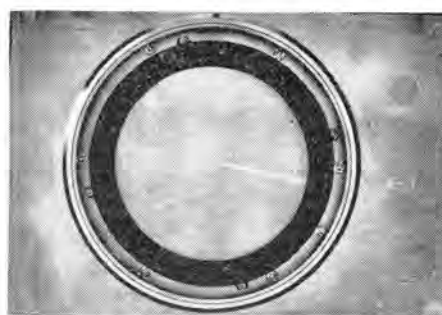


図 4.3 (a) 実際のレーダ指示器較正状況
Fig. 4.3 (a) Calibration of radar indication.



図 4.3 (b) 実際のレーダ指示器較正状況 4.3C の状態より遅延時間の調整を行ない、較正目盛を零距离に合わせたとき

Fig. 4.3 (b) When delay time adjusted from 4.3 C state and calibrated range finder scale to zero distance.

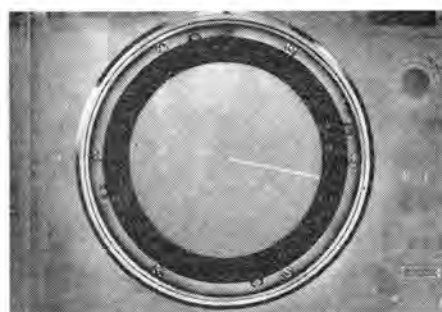


図 4.3 (c) 実際のレーダ指示器較正状況遅延時間調整前
Fig. 4.3 (c) Before adjusting the delay time.

5. む す び

以上はなほ簡単ながら、三菱 RT-2 形レーダ距離目盛較正器の仕様、動作、使用法について紹介したが、今後さらに大方のご指導を得て性能の向上あるいは小形トランジスタ化など改良、研究を続けて行く所存である。

すでに当所において RT-1 形の使用実績もあり、十分信頼できるものと信じるので、レーダの製産工場、造船所、船舶、航空用レーダサービスステーションなど各方面において採用されることを期待する次第である。

最後に本器の設計にあたって終始指導助言をたまわった無線機製作所品管企画関係者に対し深甚の謝意を表する次第である。

5,300 Mc パラメトリック増幅器

研究所 喜連川 隆*・白 幡 潔**

5,300 Mc Parametric Amplifier

Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA・Kiyoshi SHIRAHATA

A 5,300 Mc parametric amplifier has been developed and set to the weather radar installed at the Nagoya Meteorological Observatory, improving the noise figure of the radar system from 10 dB to 5 dB. This amplifier, besides being simple in construction and small in size, has a marked feature of broad band character so that no readjustment is needed in replacing the magnetron. This paper, first, touches upon the merits and demerits of a degenerate parametric amplifier, secondary dealing with theoretical explanation of broad banding mechanism and concluding with the structure and electrical performance of the amplifier built on trial.

1. ま え が き

マイクロ波通信機およびレーダ受信機の雑音指数を改善するために、パラメトリック増幅器の実用化が活発に行なわれている。当社においては先に長距離レーダの受信機の雑音指数を改善する目的で 1,300 Mc パラメトリック増幅器を試作開発し、雑音指数 2.7 dB を得たが、とくに帯域幅を利得 17 dB で 34 Mc まで拡大し、実用上大きな障害となっていた帯域幅の狭いという欠陥を克服しえた⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。

以上はいわゆる非縮退形であったが、その後これと長短比較検討のためいわゆる縮退形の 5,300 Mc パラメトリック増幅器を試作開発、その結果に基づいて製作されたものが気象庁名古屋地方気象台へ納入された気象レーダ装置⁽⁴⁾内に低雑音マイクロ波前置増幅器として組み込まれ、雑音特性を大幅に改善している。このパラメトリック増幅器のそう入されてない状態では、レーダ受信機の雑音指数は 10 dB であったが、パラメトリック増幅器をそう入することによって 5 dB に改善された。このパラメトリック増幅器は信号周波数とアイドラ周波数がほぼ等しく、信号空洞がアイドラ空洞をも兼ねているいわゆる縮退形であるため構造簡単で小形であるほか、マグネトロンとの交換によって周波数がわずかながら変わった場合でもパラメトリック増幅器にはなんの調整も加えずにその変化全域にわたって十分な利得が得られるように、とくに増幅帯地域の広帯域化を図っている。

本文ではまず縮退形の特長と問題点について触れ、ついでパラメトリック増幅器の広帯域化の理論的考察を行ない、縮退形の場合については数値計算を行なって広帯域化の様相を明らかにし、回路素子のパラメータすなわち共振器の Q および中心周波数の変化また平振器を結合する線路長の変化が増幅特性に及ぼす影響についても若干の考察を行なった。最後に試作機の構造と特性について述べるとともに、ポンプ電源に採り入れられた APC, AFC

についても簡単に述べてある。

2. 縮退形パラメトリック増幅器

パラメトリック増幅器では信号周波数 f_1 とアイドラ周波数 f_2 との間には、

$$f_1 + f_2 = f_p \quad (2.1)$$

なる関係がある。 f_p はポンプ周波数である。もし f_0 が共振器の中心周波数であるとする、縮退形増幅器の場合はつぎのことが要求される。

$$f_0 = \frac{f_p}{2} \quad (2.2)$$

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= f_0 + \Delta f \\ f_2 &= f_0 - \Delta f \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

で f_1 が共振器の通過帯域内にあれば、 f_2 もまたその中にある。すなわち信号共振器はアイドラ共振器を兼ね、非縮退形増幅器のように、それぞれ独立した共振器を必要としない。したがって縮退形の回路構成は図 2.1 のようになる。サーキュレータの開口 ① は信号の入力開口であるとともにアイドラにも開かれている。同様に開口 ③ は両波の出力開口であって開口 ③ からは、開口 ① から入射し増幅反射された信号とともに、 f_2 なるアイドラ電力もともに放出され次段へ導かれる。

もしパラメトリック増幅器に続く IF 増幅器または検波器が、 f_1 も f_2 をもその帯域内に含むほどの帯域幅 ($2\Delta f$)

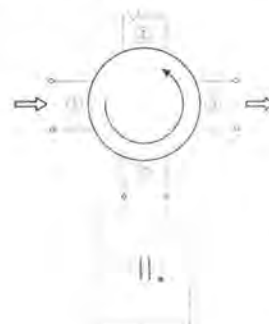


図 2.1 縮退形パラメトリック増幅器

Fig. 2.1 Degenerate parametric amplifier.

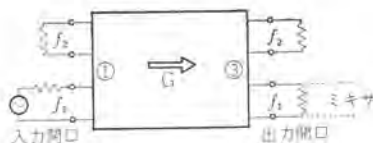


図 2.2 サークュレータの開口 ① および ③ からみた等価回路
Fig. 2.2 Equivalent circuit viewing from the ports ① and ③ of circulator.

以上)をもっており、ともに有効電力として利用されるように構成されているならば、出力は信号周波数だけを利用する場合の2倍すなわち 3 dB 増加する。ただしこの場合、两周波数が接近しているから $|f_1 - f_2|$ なる周波数のビートが起こる。したがって通信機のように信号が変調波である場合は、一般にはこの方式は使えず、アイドラ波は除外しなければならない。結果的には利用しうる最大帯域幅は縮退形増幅器の帯域幅のほぼ半分になるであろう。

レーダ、とくに長距離レーダの場合には、信号の性質上 IF 増幅器の帯域幅がかなり狭いから、縮退形増幅器の帯域幅内で、アイドラ波が IF 増幅器にはいり込まない信号の中心周波数のとりうる範囲は、そのほぼ全域にわたる。アイドラ波は、ミキサのダイオードを負荷として消散し、反射があればサーキュレータの開口 ① の無反射終端で吸収されてしまう。

つぎに雑音指数⁽⁵⁾について考える。雑音指数は式 (2.4) で定義される。

$$F = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} \dots\dots\dots (2.4)$$

雑音指数の測定法には、大別して標準信号発生器を用いるいわゆる SG 法と、放射灯などの雑音源を用いる NG 法とがあるが、縮退形パラメトリック増幅器では、一般に両測定法での結果が異なる。図 2.1 の等価回路でサーキュレータの開口 ① と ③ を基準点とした等価回路を示せば図 2.2 となる。便宜上記号とアイドラは分けてある、信号側だけが次段に接続されている。簡単のため増幅器は内部損失がなくすなわち図 2.2 の箱の中では雑音を発生しないものとする。

まず SG 法について考える。SG の出力ゼロのとき、信号出力開口 ③ から次段へ流出する雑音電力 N_{out} は

$$N_{out} = KTBG + KTBG \frac{f_1}{f_2} \dots\dots\dots (2.5)$$

である。ここに右辺第 2 項はアイドラ回路の雑音が、周波数変換されて、信号周波数で流出する分である。B は次段の IF 増幅器の帯域幅で、パラメトリック増幅器の帯域幅より十分狭いとする。なおミキサのイメージは外部から十分にシャハイされているものとする。さて SG の出力を入れて、 $S_{out} = N_{out}$ にしたとすれば、式 (2.5) からそのとき、信号入力開口 ① へ流入する信号電力 S_{in} は

$$S_{in} = \frac{S_{out}}{G} = KTB \left(1 + \frac{f_1}{f_2} \right) \dots\dots\dots (2.6)$$

であろう。 N_{in} は KTB である。したがって式 (2.4)

から

$$F = 1 + \frac{f_1}{f_2} \dots\dots\dots (2.7)$$

となり、縮退形では $f_1 = f_2$ であるから $F = 2$ すなわち 3 dB となる。

つぎに NG 法について考える。NG の出力ゼロのとき、 N_{out} は同様に

$$N_{out} = KTBG + KTBG \frac{f_1}{f_2} \dots\dots\dots (2.5)$$

である。さて周波数スペクトルは十分に広いので、その出力を開口 ① に加えた場合、出力は信号側だけでなく、アイドラ側にも流入し、信号側の分は直接増幅 (利得 = G) され、アイドラ側の分は信号側へ変換増幅 (利得 = $G \cdot f_1/f_2$) されともに開口 ③ より流出するから、次段にはそれらの和の電力が流入することになる。したがって見掛け上

$$\frac{S_{out}}{S_{in}} = G \left(1 + \frac{f_1}{f_2} \right)$$

となる。また $N_{in} = KTB$ であって、これらを式 (2.4) に代入すれば

$$F = 1$$

すなわち 0 dB となる。NG 法の場合のように入力開口が信号およびアイドラと二つある場合は、両側帯波受信方式 (Double Side Band Reception) と称され、SG 法の場合の単側帯波受信方式 (Single Side Band Reception) に比較してその雑音指数は一般に 3 dB だけ良い値を示す。レーダの場合は信号が f_1 だけに限られている単側帯波受信方式であるから、縮退形増幅器であるかぎり雑音指数は 3 dB より良くはならない。

縮退形増幅器では前述のように信号入力開口がアイドラの開口でもあるから、接続される信号源によってアイドラの信号側への寄与の仕方が変わってくる。上述の雑音指数はその中の一つであるが、信号源の温度が常温でなく、実際に入力開口にアンテナが接続されていて、それが雑音温度の低い空洞に向けられている場合は、アイドラ開口へ流入する雑音が減少するから、雑音指数 (常温で測定された) から推定されるよりは感度が大幅に良くなる。すなわち式 (2.7) は

$$F = 1 + \frac{f_1}{f_2} \left(\frac{T_s}{T_0} \right) \div 1 + \frac{T_s}{T_0} \dots\dots\dots (2.8)$$

となり、空間の雑音温度 (T_s) の低いほど実際の雑音指数はよくなる。

3. 回路理論

ダイオードを用いた空洞形パラメトリック増幅器のもっとも基本的な等価回路は図 3.1 のように表わすことができる。端子 1-1 は信号周波数 (f_1) の開口で、通常用いられる反射空洞形ではサーキュレータに接続される。端子 1-1 と 1'-1' との間の 4 端子回路網は f_1 共振回路を示す。また端子 1'-1' と 2'-2' との間の 4 端子回路網は、ポンプ電力

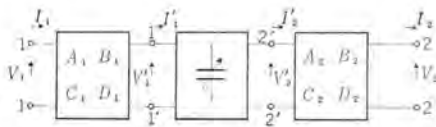


図 3.1 パラメトリック増幅器の等価回路
Fig. 3.1 Equivalent circuit of the parametric amplifier.

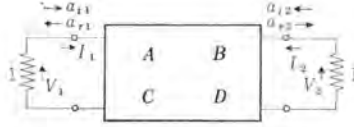


図 3.2 入射波と反射波
Fig. 3.2 Incident wave and reflected wave.

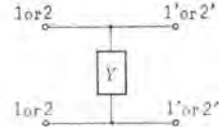


図 3.3 単一共振回路
Fig. 3.3 Single resonating circuit.

で励振されて、周波数 f_p で周期的に変化する容量を示す。その中に流れ込む信号周波数 f_1 の電流 I_1' と流出するアイドラ周波数 $f_2(f_1 + f_p)$ の電流 I_2' との間には、もし f_1, f_2 および f_p 以外の周波数成分が存在しないとすれば、つぎの関係が成立する⁽⁶⁾。

$$\begin{pmatrix} V_1' \\ I_1' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{j\omega_1 C} \\ j\omega_1 C & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2'^* \\ I_2'^* \end{pmatrix} \quad \dots\dots (3.1)$$

ここに * 印は共役、 C は変化する容量の振幅を示す。端子 2'-2' と 2-2 との間の 4 端子回路網は アイドラ 共振器を表わす。また端子 2-2 は アイドラ 開口で $f_1 \approx f_2$ の非縮退形では一般に無反射終端に接続される。 $f_1 = f_2$ の縮退形の場合は、実は図 3.1 の等価回路が中心から折り返された形となり、信号開口はアイドラ開口を兼ね、アイドラは信号と同一経路で、サーキュレータを通して信号負荷で終端される。

図 3.1 の等価回路について端子 1-1 と 2-2 との間の総合マトリクスはつぎのように求まる。

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{j\omega_1 C} \\ j\omega_1 C & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_2^* & B_2^* \\ C_2^* & D_2^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2^* \\ I_2^* \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} jA_2^* B_1 \omega_1 \frac{C}{2} + \frac{A_1 C_2^*}{j\omega_1 \frac{C}{2}} & jB_2^* B_1 \omega_1 \frac{C}{2} + \frac{A_1 D_2^*}{j\omega_1 \frac{C}{2}} \\ jA_2^* D_1 \omega_1 \frac{C}{2} + \frac{C_1 C_2^*}{j\omega_1 \frac{C}{2}} & jB_2^* D_1 \omega_1 \frac{C}{2} + \frac{C_1 D_2^*}{j\omega_1 \frac{C}{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2^* \\ I_2^* \end{pmatrix} \quad \dots\dots (3.2)$$

反射空洞 パラメトリック増幅器の電力利得は、端子 1-1 への入射電力に対する反射電力の比であると定義される。反射電力はサーキュレータで分離されて信号負荷へ導かれるから、端子 1-1 に接続される外部回路は信号源と信号負荷の二つではなく、単に線路の特性コンダクタンスだけである。電圧、電流を入射波 a_1 、反射波 a_r で表示すれば、図 3.2 について、

$$\begin{aligned} V_1 &= a_1 + a_r \\ I_1 &= a_1 - a_r \\ V_2 &= a_2 + a_r \\ I_2 &= a_2 - a_r \end{aligned}$$

である。なお回路中のアドミタンスはすべて線路の特性コンダクタンスで正規化してあるものとする。電力利得 G は

アイドラ回路がその負荷と整合されているものとすれば $a_r = 0$ において、

$$G = \frac{a_{r1}^2}{a_{i1}^2} = \frac{A-B-C+D}{A-B+C-D} \quad \dots\dots (3.3)$$

となる。ただし、 A, B, C および D は図 3.2 の中の 4 端子回路網定数である。図 3.1 と図 3.2 を比較し、 I_2 の方向の互いに逆向きである事に注意し、式 (3.2) の各要素を式 (3.3) に代入して整理すれば

$$G = \frac{(A_1 - C_1)(C_2^* + D_2^*) - \omega_1 \omega_2 \frac{C^2}{4} (B_1 - D_1)(A_2^* + B_2^*)}{(A_1 + C_1)(C_2^* + D_2^*) - \omega_1 \omega_2 \frac{C^2}{4} (B_1 + D_1)(A_2^* + B_2^*)} \quad \dots\dots (3.4)$$

となる。式 (3.4) が図 3.1 に示す等価回路において端子 1-1 でみた電力利得の一般式である。とくに利得の十分に大きい場合は、分母がきわめて小さくなるから、この条件を分子に代入して式 (3.5) が求まる。

$$G \approx \frac{2(C_2^* + D_2^*)}{(B_1 + D_1)^2 (A_2^* + B_2^*)} \left[\frac{(A_1 + C_1)(C_2^* + D_2^*)}{(B_1 + D_1)(A_2^* + B_2^*)} - \omega_1 \omega_2 \frac{C^2}{4} \right] \quad \dots\dots (3.5)$$

さて、信号 アイドラ の各共振回路とも単一の共振回路で構成されている場合には、両 4 端子回路網は図 3.3 となり、そのマトリクスは式 (3.6) で表わされる。

$$\begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} A_2^* & B_2^* \\ C_2^* & D_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_2^* & 1 \end{pmatrix} \quad \dots\dots (3.6)$$

したがって、式 (3.6) を式 (3.5) に代入すれば

$$G = \frac{2(1 + Y_2^*)}{(1 + Y_1)(1 + Y_2^*) - \omega_1 \omega_2 \frac{C^2}{4}} \quad \dots\dots (3.7)$$

となる⁽¹⁾。

つぎに、信号、アイドラの各共振回路とも、複共振回路でできている場合について考える。複共振回路は図 3.4 に示すように電気角 θ の線路を介して二つの共振回路から結合されているものとする。したがって信号およびアイドラ共振回路のマトリクスはつぎのように表わされる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_1' & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_1 & j \sin \theta_1 \\ j \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta_1 + j Y_1 \sin \theta_1 & j \sin \theta_1 \\ (Y_1 + Y_1') \cos \theta_1 + j(1 + Y_1 Y_1') \sin \theta_1 & \cos \theta_1 + j Y_1' \sin \theta_1 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} A_2^* & B_2^* \\ C_2^* & D_2^* \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_2^* & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_2 & -j \sin \theta_2 \\ -j \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_2'^* & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta_2 - j Y_2' \sin \theta_2 & -j \sin \theta_2 \\ (Y_2^* + Y_2'^*) \cos \theta_2 - j(1 + Y_2^* Y_2'^*) \sin \theta_2 & \cos \theta_2 - j Y_2^* \sin \theta_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.8)$$

したがって電力利得は式(3.8)を式(3.5)に代入して

$$G = \frac{2(1 + Y_2^* + Y_2'^*) \cos \theta_2 - j(1 + Y_2^* + Y_2^* Y_2'^*) \sin \theta_2}{\left[\cos \theta_1 + j(1 + Y_1') \sin \theta_1 \right] \left[\cos \theta_2 - j(1 + Y_2^*) \sin \theta_2 \right]} \times \frac{\left[(1 + Y_1 + Y_1') \cos \theta_1 + j(1 + Y_1 + Y_1 Y_1') \sin \theta_1 \right] \times \left[(1 + Y_2^* + Y_2'^*) \cos \theta_2 - j(1 + Y_2^* + Y_2 Y_2'^*) \sin \theta_2 \right]}{\left[\cos \theta_1 + j(1 + Y_1') \sin \theta_1 \right] \left[\cos \theta_2 - j(1 + Y_2^*) \sin \theta_2 \right]} \frac{\omega_1 \omega_2 C^2}{4} \quad (3.9)$$

となる。

電気角 $\theta_{1,2}$ をともに $\pi/2$ に選び、これが考えているわずかの周波数変化に対しては変化しないものと近似すれば、

$$G = \frac{2(1 + Y_2^* + Y_2^* Y_2'^*)}{(1 + Y_1')^2 (1 + Y_2'^*)} \frac{\omega_1 \omega_2 C^2}{4} \quad (3.10)$$

となる。

Y_1, Y_1' および Y_2, Y_2' は単一共振回路であって、それぞれの中心周波数は信号およびアイドラの中心周波数 f_{01} および f_{02} に一致しているとすると、

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= g_1 + j2 \frac{Q_{x1}}{f_{01}} \Delta f \\ Y_1' &= g_1' + j2 \frac{Q_{x1}'}{f_{01}} \Delta f \\ Y_2 &= g_2 - j2 \frac{Q_{x2}}{f_{02}} \Delta f \\ Y_2' &= g_2' - j2 \frac{Q_{x2}'}{f_{02}} \Delta f \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

となる。ここに

g_1, g_1' および g_2, g_2' : 各共振回路のそれぞれの無負荷 Q に対する外部 Q の比

Q_{x1}, Q_{x1}' および Q_{x2}, Q_{x2}' : 各共振回路の外部 Q

いま g が非常に小さく、無視できるとすれば

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &\doteq j2 \frac{Q_{x1}}{f_{01}} \Delta f = j2a_1 \Delta f \\ Y_1' &\doteq j2 \frac{Q_{x1}'}{f_{01}} \Delta f = j2a_1' \Delta f \\ Y_2 &\doteq -j2 \frac{Q_{x2}}{f_{02}} \Delta f = -j2a_2 \Delta f \\ Y_2' &\doteq -j2 \frac{Q_{x2}'}{f_{02}} \Delta f = -j2a_2' \Delta f \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

とおける。

$f_{01} = f_{02}$ なる縮退形の場合には、信号共振器をアイドラにも共用させるから、

5,300 Mc パラメトリック増幅器・喜連川・白幡

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= Y_2^* = j2a_1 \Delta f \\ Y_1' &= Y_2'^* = j2a_1' \Delta f \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

となる。式(3.10)に式(3.13)を代入すれば

$$G = \frac{2 \frac{(1 + Y_1 + Y_1 Y_1')}{(1 + Y_1')^2}}{\frac{(1 + Y_1 + Y_1 Y_1')^2}{(1 + Y_1')^2} \frac{\omega_1 \omega_2 C^2}{4}} \quad (3.14)$$

となる。ここで分子の変化は利得に与える影響が少ないとして単純化した。式(3.14)が空洞2個を有する縮退形パラメトリック増幅器の利得の周波数特性を与える。

まず帯域の中心周波数すなわち $\Delta f = 0$ で $G = 100 = 20$ dB とし、 $a_1' = 1/100$ (ダイオードを含まないサーキュレータに近いほうの共振器の受動回路としての帯域幅が 100 Mc) 一定として a_1 を変えた場合の増幅特性を図3.5に示す。これから $a_1 = 1/80$ のとき、なめらかな双峰の増幅特性となることがわかる。

つぎに a_1' と a_1 との比を一定にしたまま、その大きさを $2/3$ および $1/2$ に変えた場合の特性を図3.6に示す。これから a_1 および a_1' を小さくしてゆけば、その大きさに反比例して帯域幅が増加するであろうことがわかる。

$a_1' = 1/100$ および $a_1 = 1/80$ を一定に保ったまま、第2項 $\omega_1 \omega_2 C^2/4$ (第2項電力を増加すると C^2 が増大する)を変え、 $\Delta f = 0$ で $G = 20$ dB, $G = 15$ dB および 10 dB にしたときの周波数特性を図3.7に示す。この図には、また $Y_1' = 0$ すなわちただ1個の共振器(帯域幅 80 Mc)しかもたない縮退形の増幅特性も示してある。この図から、適当な複共振系とすることによって帯域幅が5~6倍に拡大され、また単一空洞の場合とは異なって $\sqrt{G} \cdot B$ (電圧利得 $\times$ 増幅帯域幅) 積が一定とならず、利得の増大とともに増加することがわかる。

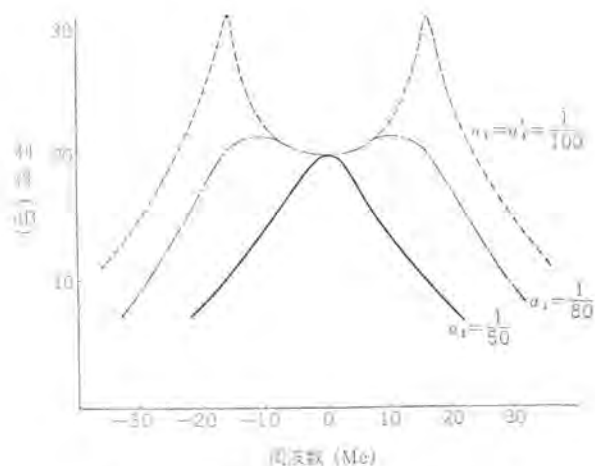


図 3.5 二つの共振器の Q の比の増幅特性に与える影響

Fig. 3.5 Effect of the ratio of two cavities' Q s on amplification characteristics.

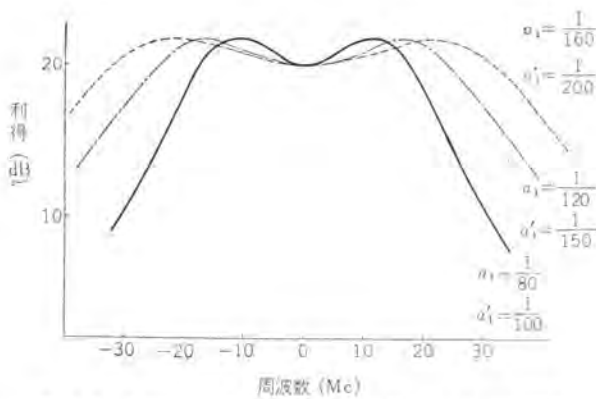


図 3.6 共振器の Q の大きさの増幅特性に与える影響

Fig. 3.6 Effect of the resonator's Q on the amplification characteristics.

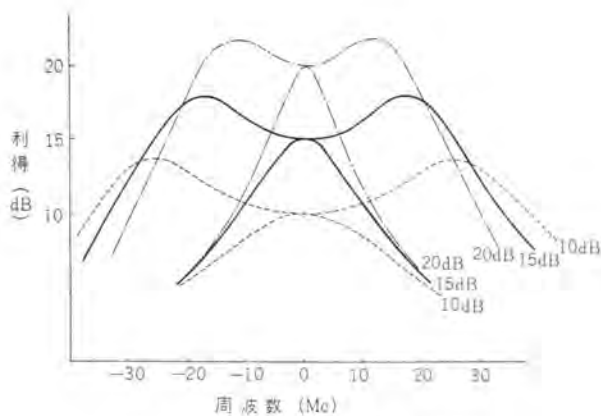


図 3.7 複共振器による広帯域増幅特性

Fig. 3.7 Broad band amplification by double resonating circuit.

つぎに個々の共振器の中心周波数がわずかに変移した場合の増幅特性に与える影響について調べる。いま共振器の中心周波数が信号の中心周波数から ΔF だけ低い方へ変移したとするならば、式 (3.12) はつぎのように変化する。

$$\left. \begin{aligned} Y &\doteq j2a_1(\Delta F + \Delta f) = Y_{10} + \Delta_1 \\ Y_1' &\doteq j2a_1'(\Delta F' + \Delta f) = Y_{10}' + \Delta_1' \\ Y_2^* &\doteq -j2a_1(\Delta F - \Delta f) = Y_{10} - \Delta_1 \\ Y_2^{*'} &\doteq -j2a_1'(\Delta F' - \Delta f) = Y_{10}' - \Delta_1' \\ Y_{10} &= j2a_1\Delta f, \quad Y_{10}' = j2a_1'\Delta f \\ \Delta_1 &= j2a_1\Delta F, \quad \Delta_1' = j2a_1'\Delta F' \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

これを式 (3.10) に代入して整理すれば、

$G =$

$$\frac{4}{\left| \frac{(1 + Y_{10} + Y_{10}' - \Delta_1 \Delta_1')^2 - \Delta_1^2 (1 + Y_{10}' + \Delta_1' Y_{10})^2}{(1 + Y_{10}')^2 - \Delta_1'^2} \omega_1 \omega_2 C^2 \right|^2} \quad (3.16)$$

式 (3.16) から、共振器の中心周波数の変移はいずれの方向であっても、増幅特性は信号の中心周波数に対して対称であることがわかる。その変移の与える影響を図 3.8 に示す。この図の中で ① の曲線は Δ_1, Δ_1' とともに 0

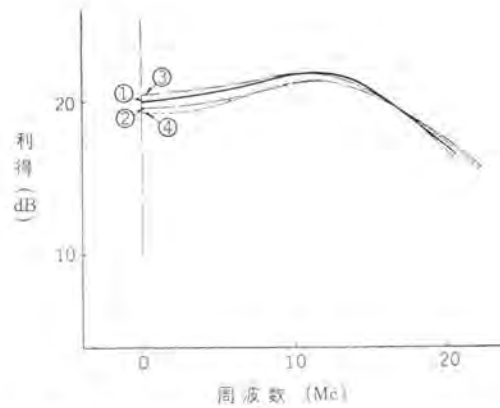


図 3.8 共振器の離調の増幅特性に与える影響

Fig. 3.8 Effect on characteristics by detuning of the resonator.

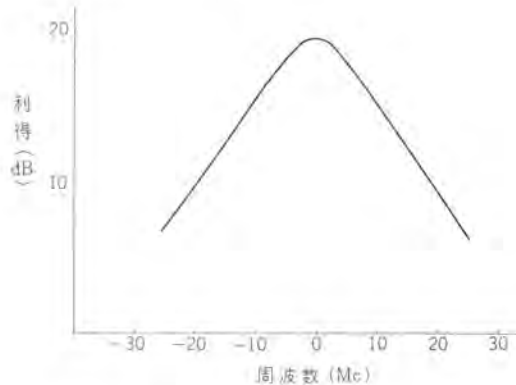


図 3.9 共振器の θ の増幅特性に与える影響

Fig. 3.9 Effect on amplification characteristics by change of θ .

の場合、② の曲線は $\Delta_1' = 0$ で $\Delta_1 = j0.1$ すなわち ダイオードを含む共振器の中心周波数が 4 Mc いずれかの方向へ変移した場合、③ の曲線は $\Delta_1' = j0.1$, $\Delta_1 = 0$ すなわち ダイオードを含まない共振器の中心周波数が 5 Mc いずれかの方向へ変移した場合、④ の曲線は $\Delta_1 = -\Delta_1' = j0.1$ とした場合を示す。この計算結果によって共振器の数 Mc の変移は増幅特性にほとんど影響を与えないものであることがわかる。

つぎに図 3.4 に示す線路の電気角 θ が $\pi/2$ から $\Delta\theta$ だけ変移している場合について、その増幅特性に与える影響について調べる。

$$\theta = \frac{\pi}{2} + \Delta\theta$$

とおいて $\Delta\theta \ll \frac{\pi}{2}$ であるならば、

$$\sin \theta = \cos \Delta\theta \doteq 1$$

$$\cos \theta = -\sin \Delta\theta \doteq -\Delta\theta$$

と近似されるから、縮退形の利得は式 (3.9) から

$$G \doteq \frac{4}{\left| \frac{(1 + Y_1 + Y_1')\Delta\theta^2 + (1 + Y_1 + Y_1'Y_1')^2 - \omega_1 \omega_2 C^2}{(1 + Y_1')^2 + \Delta\theta^2} \right|^2} \quad (3.17)$$

となる。 $\Delta\theta = \pi/20$ としたときの増幅特性に与える影響

を図3.9に示す、これによって $\Delta\theta$ は双峰特性を単峰化する働きをすることがわかる。



図 4.1 5.3 Gc パラメトリック増幅器
Fig. 4.1 External aspect of the 5.3 Gc parametric amplifier.

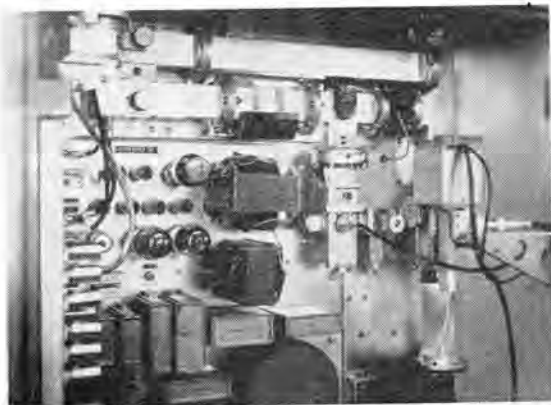


図 4.2 レーダ装置内への実装状態
Fig. 4.2 Mounting aspect of the parametric amplifier in the radar set.

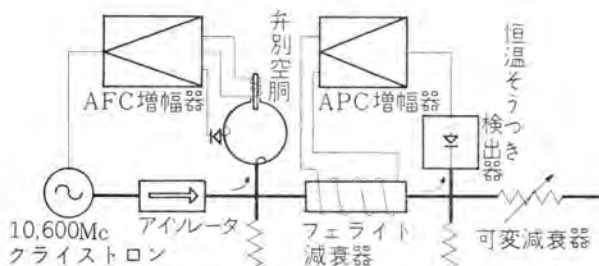


図 4.3 ポンプ電源系統図
Fig. 4.3 Block diagram of the pumping source.

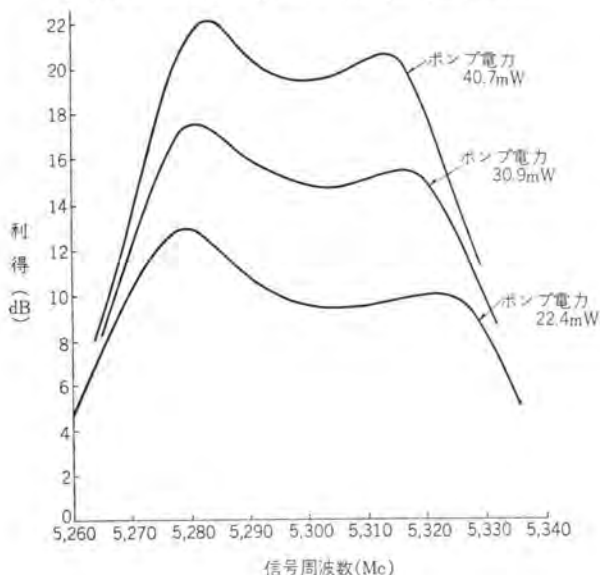


図 5.1 増幅特性
Fig. 5.1 Amplification characteristics.

5,300 Mc パラメトリック増幅器・喜連川・白幡

4. 構造

信号共振器は 5Gc のフラット導波管で作った空洞共振器に帯域通過フィルタを縦続した複空洞共振器である可変容量ダイオードは空洞のほぼ中央部に装着され、ポンプ導波管がこれに結合されている。その外観を、サーキュレータ⁽⁶⁾およびアイソレータとともに図4.2に示す。レーダ装置内への実装状態を図4.2に示す。

可変容量ダイオードを励振するポンプ電力は周波数および出力電力が安定化してあることが要求される。このためポンプ電源装置には AFC および APC (自動出力電力制御機構) を採り入れ、さらに電源装置全体に AC 定電圧装置を配して安定化を図っている。パラメトリック増幅器の動作はきわめて安定である。電源の系統図を図4.3に示す。

5. 特性

増幅特性の一例を図5.1に示す。これは信号とアイドラ電力をいっしょに取出した結果であるから、2章に述べたように信号利得はこれより 3 dB 小さい、雑音指数は TR 管、サーキュレータ⁽⁷⁾ および IF 増幅器を含めた全系で 5 dB であった。

6. むすび

縮退形パラメトリック増幅器の特長について述べ、広帯域化された縮退形パラメトリック増幅器がレーダには有効に使用できることを示した。ついでその広帯域化の理論についてやや詳細に記し、縮退形について実際に近いと思われる数値をあてはめて、その様子を明らかにした。非縮退形の場合についても、信号側、またはアイドラ側を複共振回路にしたもの、および両方を複共振回路にしたものについて、広帯域になることを示しうる。以上の理論に基づいて構成された 5,300 Mc 縮退形パラメトリック増幅器の特性の一例を示した。帯域幅は利得 20 dB で 48 Mc とかなり良いが、さらに広帯域化できる見通しが十分にある。雑音指数は 5 dB と、非縮退形に比べてやや大きい恨みがあるが、さらに良い雑音特性を望む場合は、 f_1 と f_2 との比の大きい非縮退形にしなければならない。
(昭 36-8-29 受付)

参考文献

- (1) 喜連川・有田・白幡：13 Gc パラメータ増幅器，昭和 35 年連大予稿 1203。
- (2) 喜連川・有田・白幡・空洞形パラメトリック増幅器の広帯域化，昭和 35 年全大予稿 172。
- (3) 喜連川・白幡・パラメトリック増幅器の広帯域化，「三菱電機」，35，pp. 824~827 (昭 36)。
- (4) 上村・森川・植田・御法川・藤井：RC-4 形気象用レーダ，「三菱電機」，35，pp. 1215~1220 (昭 36)。
- (5) 喜連川・白幡：メーザ，メーパの雑音，「三菱電機」，33，pp. 1674~1688 (昭 34)。
- (6) H. E. Rowe: Some general properties of non linear elements II-Small signal theory, Proc IRE, 46, 850 (1958)。
- (7) 喜連川・中原：3 端子対サーキュレータ，「三菱電機」，35，pp. 1210~1214 (昭 36)。

MgO 冷陰極の試作研究

研究所 岡田 武夫*・青木 伸一**・山下 潔**

Trial Manufacture and Study of MgO Cold Cathode

Research Laboratory Takeo OKADA・Shin-ichi AOKI・Kiyoshi YAMASHITA

The MgO cold cathode consists of a thin film of porous magnesium oxide on a nickel base. It glows with a blue luminescence, producing a strong electric field across the film in operation. Experiment supports the theory of emission that avalanche multiplication occurs in the porous film, and verifies the availability of reproducible cathode of good quality. Although the majority of cathodes have short lives, emission does not decrease for above 1200 hours on life test at a current density of 2.4 mA/cm^2 in oxygen atmosphere at the pressure of $1 \times 10^{-5} \text{ mm Hg}$. It is considered that a small amount of impurity or lattice vacancy in MgO plays a vital role in the operation. This article covers the preparation of cathode, emission characteristics and operation mechanism.

1. ま え が き

酸化マグネシウム (MgO) は二次電子放射比 δ がとくに大きく、二次電子面としての研究は、かなり古くから行なわれていたが⁽¹⁾, 1951 年に H. Jacobs らは、Ni スリーブ上に塗布された多孔質 MgO 薄膜で、 δ が被膜にかかる電界に対して指数的に増加し 10^2 から 10^8 という異常に大きな値になることを認めた⁽²⁾⁽³⁾。ついでかれらは被膜の電界が十分高い場合は、一次電子衝撃を切った後でも二次電子が放出し続けることを発見し⁽⁴⁾、これを Self-Sustained Emission (SSE) と称した。その後 1959 年に、普通の熱陰極と同程度の動作電圧で数 mA/cm^2 のエミッションがえられる MgO 陰極が、一般の電子管用陰極としても十分実用性のあることが発表され⁽⁵⁾、関係方面に大きな話題を投じた。

この陰極の動作は図 1.1 によって説明される。すなわち、コレクタに 100 V 程度の正電圧を印加した状態で MgO 被膜に一次電子を当てると、 δ が 1 より大きいという条件が満たされていれば、その表面に正電荷が蓄積されて被膜には 10^5 V/cm 程度の強い電界がかかることになる。多孔質被膜の内部で生じた二次電子は、この電界のため空隙で加速され、MgO と衝突をくり返しながらい、なだらかに二次電子を増倍する。この際 MgO は青白い陰極ルミネセンスを発する特長がある。SSE の生ずる機構については、冷陰極気体放電の衝突電離により放電電流が増倍して自続放電に至る機構と同様に、MgO 被膜中で二次電子放射がなだらかに起こっていると仮定すれば、

Townsend の式がそのまま適用できる。SSE 電流 I は

$$I = I_0 \cdot [1 - \gamma \{ \exp(\alpha l) - 1 \}]^{-1} \cdot \exp(\alpha l) \quad \cdots (1.1)$$

ここで I_0 : 一次電子流 α : 単位長当たりの電子増倍率

l : 被膜の厚さ γ : SSE 電流と、それにより基

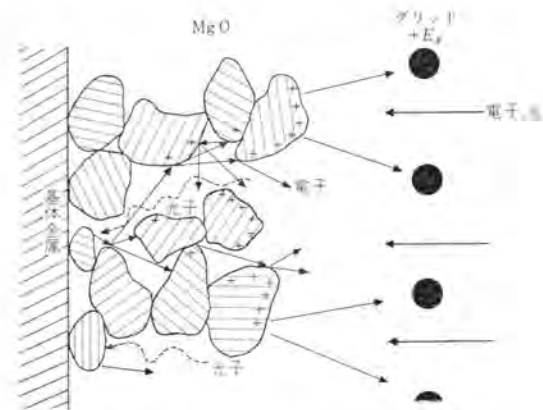


図 1.1 MgO 冷陰極の動作機構

Fig. 1.1 Mechanism of operation in MgO cold cathode.

体金属から放出される電流との比

そして自続放射の条件は

$$\gamma = \{ \exp(\alpha l) - 1 \}^{-1} \quad \cdots (1.2)$$

となる。 γ 作用としては、表面の正電荷が電子と再結合する過程で発生した光子が、MgO 内部またはスリーブとの境界で光電子放出を行なうと考えられている。

MgO 陰極の動作機構については、まだ疑問の点も少なくないが、SSE を生ずるために必要な MgO 被膜の条件としては (1) δ が大であること (2) 絶縁抵抗がきわめて大きいこと (3) 多孔質であること (4) 薄膜であること、などがあげられる。そこでわれわれは真空蒸着膜酸化法を手始めとして以下にのべる種々の方法で MgO 陰極の試作を進め、現行スプレ法によりかなり安定に動作し再現性のある陰極がえられるようになった。ここではわれわれの行なった実験結果⁽⁶⁾⁻⁽¹⁰⁾を中心に、MgO 陰極の製法と特性をのべ冷陰極としての MgO の性質および今後の問題点について触れたいと思う。

2. 陰極の製法

2.1 被覆方法および材料

MgO 被膜をつくるにはつぎのような方法が考えられる。

(1) 真空蒸着膜酸化法

Jacobs らが最初に SSE を見出すことに成功している。この方法は酸化処理条件が微妙で、加熱の際 Mg 薄膜の再蒸発や未酸化 Mg の残存に注意する必要がある。

(2) スモーク法

大気中で Mg リボンを燃焼させて、その白煙を Ni スリーブに数 μ の厚さに付着させる。この薄膜は、比較的安定で大きな SSE がえられた。

(3) ディッピング法

MgO 微粉末を蒸留水または酢酸ブチルの溶媒に懸濁させ、スリーブをディッピングする。マグネシアペーストは粉末 1g に対してニトロセルロースラッカ 0.5 cc 酢酸ブチル 10 cc の割合に調合して、約 50 時間ボールミルを行なう。

(4) スプレー法

通常の酸化物陰極の場合と同様に上記のペーストをスリーブに吹付ける方法で、粉末は MgO 単独のほか MgO + MgO₂、MgO + MgCO₃、MgO + Sr(NO₃)₂ などの混合粉末を用いた。一般に高純度の微粉末を用いて、BaO 陰極の場合よりも結合剤を少量とし、ボールミル時間を長くし、被覆密度を小さくするほうが良好な結果がえられる。膜厚は MgO 単独材料では 20 μ 、混合材料では 40 μ 程度が適当である。

つぎにスリーブとしては純 Ni のほか Mg 入りの active Ni、Ag、Pt、Cu、W 地金、あるいは、これらを酸化させた場合について試みた。W を除く他の地金は適当な排気条件のもとで SSE を生じる。SSE の初特性および寿命試験結果の比較から現在純 Ni を青色程度に酸化させたものを用いている。スリーブの酸化は MgO の付着をよくし、被覆の熱分解を容易にする効果がある。

2.2 排気および熱処理

スモーク陰極は簡単なガス抜きによって SSE を生ずるが、結合剤や MgCO₃ を含む陰極は 900~1,000°C まで

加熱して、これらを熱分解させる。この際、陰極の材料・被覆仕様に応じる最適分解条件があり、被覆表面への未分解カーボンや蒸発金属の付着、表面キレツ、粒度の粗大化などを起こさないように注意する必要がある。また管内電極やバルブ加熱の際にも、その放出ガスやとくに蒸発物質を陰極面に吸着させないことが望ましい。

通常、分解直後の SSE はあまり十分ではなく、さらに約 900°C で 10 分間程度真空処理を行なって特性を安定化させる。図 2.1 は熱処理による SSE 特性の変化を調べたもので、SSE 特性曲線 (図 4.2) から E_g が低いほどエミッションの良好なことを表わす。U 形の曲線は、陰極の材料、前歴、加熱温度、真空度などによって異なるが、適当な熱処理時間において最良のエミッションがえられ、以後加熱を続けるほど SSE は劣化していくことを示している。分解後の処理としては、数 mm Hg の酸素を導入して、700~800°C で 1 分間程度加熱し(酸化処理)、排気して 700°C 付近で再加熱する方法も行なわれている⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。われわれの経験では、酸化処理は分解不十分、過熱処理または寿命試験後などのため、SSE 電流が小さくなった場合に効果があり、この方法でえられる最良特性は真空処理エージングによる結果とあまり変わらない。酸化処理後の再加熱においても図 2.1 と同様な SSE 特性の変化がみられる。

分解・熱処理された陰極の表面写真の一例を図 2.2 に示す。普通 MgO 単独材料は排気前後であまり変化は現れないが、急熱分解や過熱処理によって表面の収縮割

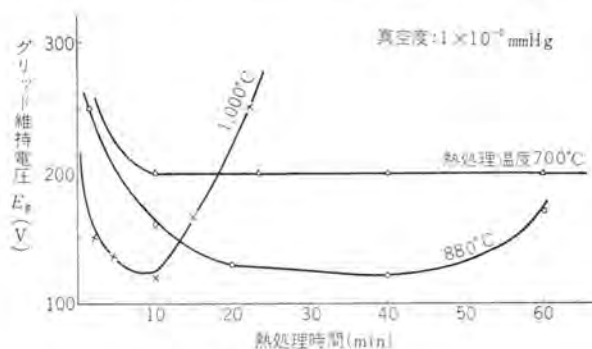
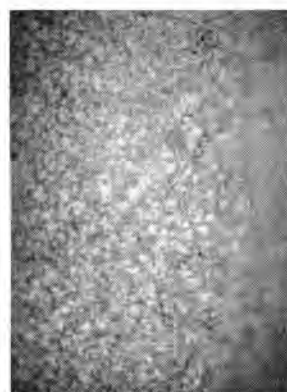


図 2.1 熱処理による維持電圧の変化

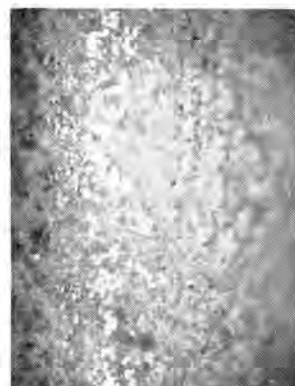
Fig. 2.1 Variation of sustaining voltage by thermal aging process.



MgO, 被覆密度 $D=0.3$



MgO, $D=0.9$



MgO + 30% MgCO₃ $D=0.4$

図 2.2 陰極の表面写真
Fig. 2.2 Photograph of the surface of a MgO cathode. ($\times 50$)

れを生じ、膜厚や、被覆密度が大なるほど表面キレツが生じやすい。ただし電子顕微鏡による観察では、過熱によっても MgO 粒子の微細構造は変化しないと報告されている⁽¹¹⁾。一般に表面粒子が細かく、多数の気孔を有する多孔質な陰極は SSE 電流が大きく、粒度・気孔率が大きすぎるものは SSE が不安定な場合が多い。

エミッション特性におよぼす熱処理の影響についてはつぎの点が考えられる。(1) 加熱の初期には陰極からのガス放出が続くこと (2) 表面が黒化している場合は加熱(とくに酸化処理)によって純白になる (3) 比較的高温加熱により表面粒子が粗大化し、多孔度が増してくる (4) 過熱処理では地金のスパッタが生じてくる (5) 表面の電気伝導度の変化も SSE の U 曲線とほぼ平行していること (6) 900°C 25 分程度の真空処理によって δ が最大になる⁽¹³⁾ (7) Razouk らの実験によると⁽¹⁴⁾、800°C 以上の高温で真空加熱すると、数時間以上にわたって MgO の焼結が進行し、その表面積が減少する。これらの事実から、適当に熱処理を続けることによって、MgO 被覆の純度・被膜構造あるいは吸着ガス量が SSE 動作にもっとも適した条件をつくるのであろう。

3. エミッションの起動

供試管の構造を図 3.1 に示す。この図で K は Ni スリーブに MgO を塗布した表面積約 0.6 cm² の陰極、G はエミッション保持用のグリッドで、おもに 6SN7 のスリーブ・グリッドを用いて実験した。タングステンフィラメント F を瞬間的に加熱すると SSE は起動し、K-G 間で持続される。K-G が普通の熱陰極に相当するわけで、実用の三極管とする場合はさらに陽極および制御グリッドを付加して構成される。加熱用ヒータ H は排気処理の際に必要で、起動・動作時には使用しない。

MgO 陰極のエミッションは、グリッドに高電圧を印加しただけでは起動せず、図 3.2 (a) のように G に正電圧を印加しておき、陰極表面を電子衝撃や、テスラ・コイルによるイオン衝撃や、紫外線・可視光線あるいは放射線の照射な

ど一次電子を放射させるためのなんらかの刺激を与える必要がある。これらの起動操作による二次電子放射あるいは光電子放射で MgO 被膜に正電荷が蓄積され、その表面電位が二次電子放出比 δ が 1 以上になるような値まで達すると被膜中で電子増倍が起こり SSE を起動させるものとみられる。この際、起動刺激を加えてから SSE が起動するまでに時間の遅れがあり、印加しておくグリッド電圧 E_g および衝撃エネルギーが大きいかほど起動時間は早くなる。一般にエミッション特性の良好な陰極は起動特性もよく、MgO に適当量の Cs⁽¹⁵⁾ または O₂ を吸着させると起動時間が早くなる。

起動方法として電子衝撃による場合は起動がもっとも容易で、 $E_g=300$ V、衝撃電圧 100V、衝撃電流 1 μ A では 0.1 sec 程度で起動する。この場合、衝撃エネルギーはきわめて小さくてよく、図 3.2 (a) の回路で S_2 を開かない限り衝撃電圧はゼロでも起動する。光照射の実験では起動時間は照度に関係する⁽¹²⁾。起動には短波長の光が有効で、4,000 Å 以下の短波長を遮断すると、起動時間が急増するのは、MgO の光電子放出の限界波長を示すものと思われる。

4. エミッション特性

4.1 二極管の電圧電流特性

ここでは、すでに SSE が起動している状態での陰極の二極管特性についてのべる。供試管は図 3.2 (a) の回路で動作しているものとする。

直流特性は、図 4.1 の曲線 ① のように、 I_g が約 1 μ A から 10 mA の範囲にわたって $\log I_g$ と E_g はほぼ直線関係を示す。これから、SSE 電流はつぎの実験式で表わすことができる。

$$I_g = K_1 \cdot \exp(K_2 E_g) \quad (4.1)$$

ここで K_1 , K_2 は、それぞれ $E_g=0$ における電流、直流の割配を表わす定数である。SSE 特性曲線には二つの動作限界点があり、図 4.1 の曲線 ① における点 A は SSE 電流を持続しうる最少の (E_g, I_g) を表わす。ま

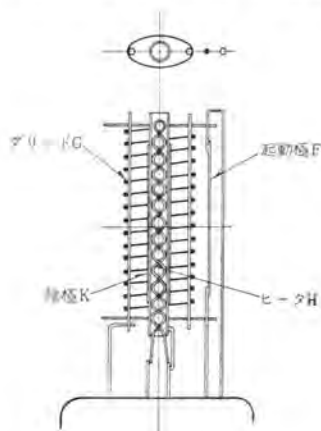
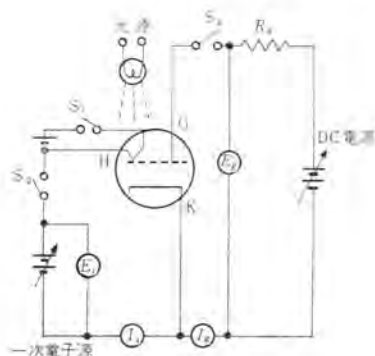
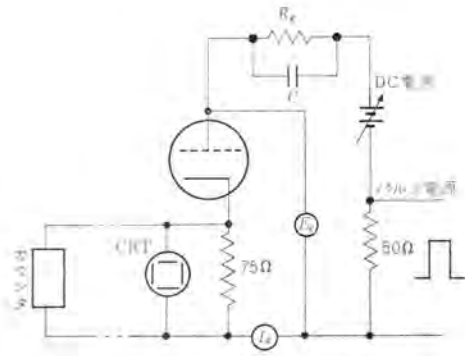


図 3.1 供試管の構造
Fig. 3.1 Section of experimental tube.



(a) 直流特性測定回路



(b) パルス特性測定回路

図 3.2 測定回路

Fig. 3.2 Arrangement of mesurment circuit for DC (a) and pulse characteristic (b).

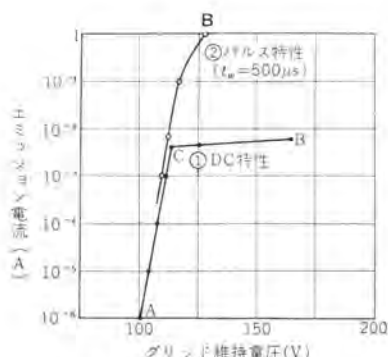


図 4.1 電圧・電流特性

Fig. 4.1 SSE current as a function of the grid voltage.

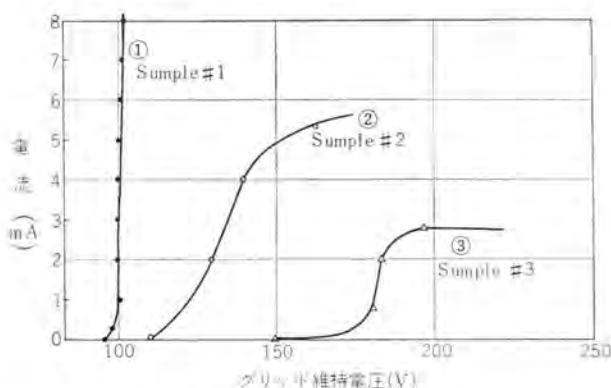


図 4.2 二極管の直流特性

Fig. 4.2 DC characteristic of diode.

た大電流の B 点で被膜の絶縁破壊が起こる。直流電圧による静的な測定では、動作時間とともに I_g が次第に減衰し、 E_g が上昇する傾向がみられるが、点 C より大きい電流範囲ではそれがいちじるしく現われる。図 4.1 の曲線 ② のようにパルス測定では、セム頭電流 i_g が 100 mA 程度になるまで、だいたい直線関係が保たれることから、直流における電流の飽和性は被膜の温度上昇による影響と考えられる。図 4.2 は供試管の代表的静特性を直線目盛で示したものである。SSE 特性が良好な陰極ほど曲線は左側にあり、定電圧性で破壊電流が大きい。すなわち ① の曲線が良好な特性の陰極を示し以下 ②、③ と次第に活性度の悪い陰極を示す。

4.2 発光現象

MgO 陰極は動作時に青色の陰極ルミネセンスを発する特長があり、この発光状態は、エミッションの均一性を知る目安になる。普通、発光は巨視的に均一で安定なグローが陰極全面に広がっており、放出電流とともに発光の強さは一様に増加する。しかし不安定な陰極では、電流を増加させてもグロー発光はある程度以上には強くなりず、陰極面に多数のスポットを生ずる。発光状態や発光強さは、被覆条件、熱処理、ガス吸着あるいは寿命によっても変化する。多数のスポットは、表面のクラックや粒界の特定点に発生する場合が多く、それらは、周期的に明滅してつぎつぎと隣接点へ移動するように見える。輝点の明滅に応じて、大きな雑音電流を生じる。このような

MgO 冷陰極の試作研究・岡田・青木・山下

表 4.1 MgO の二次電子放射比および SSE におよぼすガスの影響

	空気	O ₂	N ₂	H ₂	H ₂ O	CO, CO ₂	希ガス	捕要	文献
S	—	—	—	—	×	×	—		(19)
	—	×	—	—	×	—	—	H. Shnitger	(19)
	—	×	—	—	—	—	—	Al ₂ O ₃	(20)
SSE	○	○	△	△	×	×	△		(6)
	○	○	—	○	×	—	—		(11)
	○	○	○	○	×	×	○		(12)
	—	×	△	△	×	×	△		(21)

○, △, × はそれぞれまたは SSE が増加, 無関係, 低下することを表わす

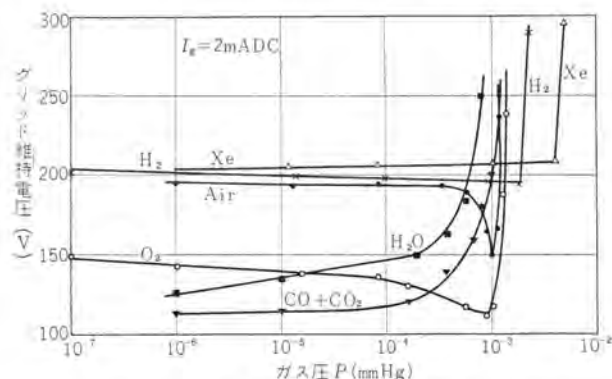


図 4.3 グリッド維持電圧におよぼす各種ガスの影響

Fig. 4.3 Influence of various gases with grid sustain voltage.

スポットは SSE に特有の現象であり、一次電子衝撃を受けている照射面はつねにグロー発光をする。Si の PN 接合に逆電圧をかけた場合にも 2 種類の発光状態が認められていて、グローは電界放射、スポットは電子なだれに対応するとみられている⁽¹⁰⁾。SSE におけるスポットは、被膜構造に関連した電子増倍の不均一性に起因して生じることとは確かであろう。

発光色は一般に青または青白色で、このほか橙・ピンク・赤色・なども観測された。赤色発光は特定の粉末材料と熱処理条件で生じるようであり、放出電流または陰極温度を低くしたときあるいは寿命後期には、その赤味は消えて青色に変化する傾向がある。なお発光色に対する地金、酸化処理、ガス吸着などの影響はみられなかった。Saksena⁽¹⁷⁾ や Gandy⁽¹⁸⁾ の実験でも、MgO 粉末の発光スペクトル分布は、350 mμ 付近 (3.5~3.6 eV) に極大をもち、300 から 600 mμ にわたる広いバンドをなしている。常温でみられる 350 mμ の大きな山は 300~400°C ではいちじるしく弱くなり、酸素または Mg 蒸気中の熱処理によっては変化しない。MgO 陰極で生じる発光がどのような発光中心に原因しているかはよくわからないが、粉末中の微量の不純物が電子・正孔の再結合過程に影響していると考えられる。

4.3 ガスの影響

普通の酸化物陰極と違って MgO 陰極は酸化処理によって SSE は安定化し、また、分解後大気中にさらして

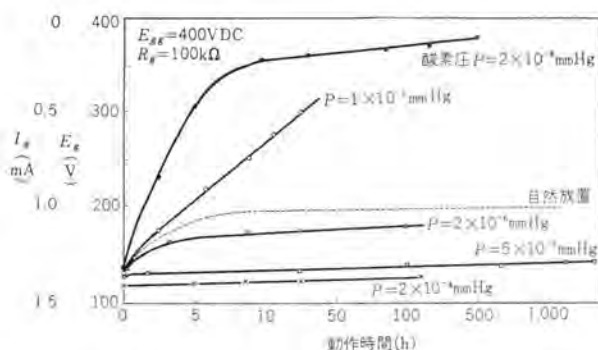


図 4.4 寿命におよぼす酸素圧の影響

Fig. 4.4 Influence of oxygen pressure on life.

も再排気によってほぼ元の特性を回復する。それぞれのガス圧に対して SSE 特性をプロットしたのが図 4.3 である。

一般に空気、 O_2 などは SSE を増加させ、 CO 、 CO_2 、 H_2O はこれを劣化させる。また H_2 、 Xe は、ほとんど影響を与えない。しかし多数の陰極についてみると、 O_2 は必ずしも SSE を増加させるとはかぎらない。過熱処理された比較的不安定な陰極に対して O_2 は良い効果を与える。MgO の二次電子放射比 δ および SSE 特性におよぼすガスの影響については表 4.1 に示すように実験者により、まちまちの結果が報告されている。このような相違はガスの導入条件や陰極の加熱前歴が一定していないために生じたものと思われる。

上述の関係はガス圧が 1×10^{-8} から 1×10^{-5} mm Hg の範囲で現われ、この範囲では一般に SSE の変化はガス圧に対して可逆的で比較的よい再現性を示す。劣化性ガスは、一方的に SSE を低下させるだけで、高真空中に戻しても SSE は容易に回復しない。ガス圧を約 1×10^{-5} mmHg 以上にすると、電極間にグロー放電を発生して持続が切れやすくなる。高真空中から急にガス圧を変化させた場合は、SSE 電流は初期にすみやかな変化が起こり、その後、徐々に平衡に達する。通常その時間は 0.5~1 分程度であるが、寿命試験で劣化した陰極が O_2 導入でエミッションを回復する際は、30 分以上も必要とする。

SSE 特性におよぼすガスの影響についてはつぎのような点が考えられる。まず、イオン化電圧の異なる H_2 および Xe がともに SSE にまったく無関係なことから、正イオンによる二次電子放射効果はきわめて小さいと思われる。また O_2 、 CO_2 のように負イオンになりやすいガスは、MgO の表面や空隙に負の空間電荷を形成して、電子放出を押さえることになろう。しかし酸素圧が 10^{-5} mmHg 程度までは圧力の増加とともに MgO の絶縁抵抗が増大することが認められており⁽²²⁾、これは MgO 内部、とくに表面状態が、より重要な役割を演じていると思われる。すなわち MgO を半導体として考えるとき、表面は基体構造よりきわめて欠陥の多いものであり、イオン吸着によって表面障壁が変化する。これに伴って仕事

関数、二次電子放射比、表面伝導、化学吸着、触媒作用などが複雑に変化するとみななければならない。

4.4 寿命

MgO 陰極は 2.9 mA/cm^2 の電流密度で 14,000 時間動作した一例⁽¹⁵⁾を除いて、現状ではあまり長寿命であるとはいえないようである。図 4.4 は直流定電圧回路で動作させた場合の SSE 電流の時間的変化を示す。エミッションの初期減衰に続いて、次第に電流変動が現われ、その間 SSE 特性は、図 4.2 で曲線 ①→②→③ のように変化する。真空度が 10^{-5} mmHg 程度の供試管は概して寿命が短く、普通 10 時間程度で SSE は劣化する。寿命に対しては、動作電流密度および、管内ガス圧が大きく関係する。しかし劣化は永久的なものではなく、この陰極は ① 動作休止 (10 時間程度) ② 真空処理 ③ 酸素の導入 ④ 真空熱処理 ⑤ 酸化処理のいずれの方法によっても、ほぼ元の SSE を回復させることができる。

寿命試験で劣化した陰極を再排気し、デューポンツと銀パイプを併用して管内酸素圧を一定に保ちながら動作させ、酸素圧と寿命の関係を調べた。その結果、酸素圧が 1×10^{-6} から 2×10^{-4} mmHg の範囲では長時間安定に動作させることができるが、これより高真空側は SSE の減衰が大きいことがわかった。たとえば、 2×10^{-5} mmHg、 2.4 mA/cm^2 における動作では 1,200 時間以上にわたって、SSE はまったく変化しなかった。酸素吸着、酸化処理により一時的に SSE を安定させることはできても、高真空度動作においては、やはり短命である。この際、陰極の動作・休止に伴ってガス圧がかなり増減することから、6 章で考察するように MgO は電子衝撃によって酸素を解離するのではないかと考えられる。

二次電子放射材料としての MgO の寿命試験については、 5 mA/cm^2 の衝撃では 800 時間以上にわたって安定であり⁽¹⁹⁾、10、50 mA/cm^2 の場合はそれぞれ、100、10 時間で δ が 80% に低下する⁽²³⁾。

5. パルス電流の立上がり特性⁽¹⁷⁾⁽⁸⁾⁽¹⁰⁾

5.1 実験方法および波形の観察

SSE 状態にある MgO 陰極のグリッドに方形波電圧を重ねて、それに応じるエミッション電流の立上がり特性を調べた。図 3.2 (b) の測定回路で方形波電源は L、C 集中定数群からなるパルス形成回路またはサイクロンのフリップ・フロップ回路を用い、パルス幅 t_w が $1 \mu\text{s}$ から 5 ms の方形波を 60 または 1 c/s で発生させた。パルス電圧 e_g は通常 50 V とした。

e_g と i_g の波形関係を定性的に示すと図 5.1 (a) のようになる。一般にパルス電流の遅れ時間は、電流変化の認められない期間 t_d と電流が増加しはじめてからつぎの安定値に達するまでの期間 t_r とに分けられる。 t_w または e_g を大きくしていくと i_g 波形が観測されるようになり、定常値 i_{gm} に達する時間は各種の条件によって異なるが $1 \mu\text{s}$ から 1 ms を要する。 e_g の増加とともに t_d

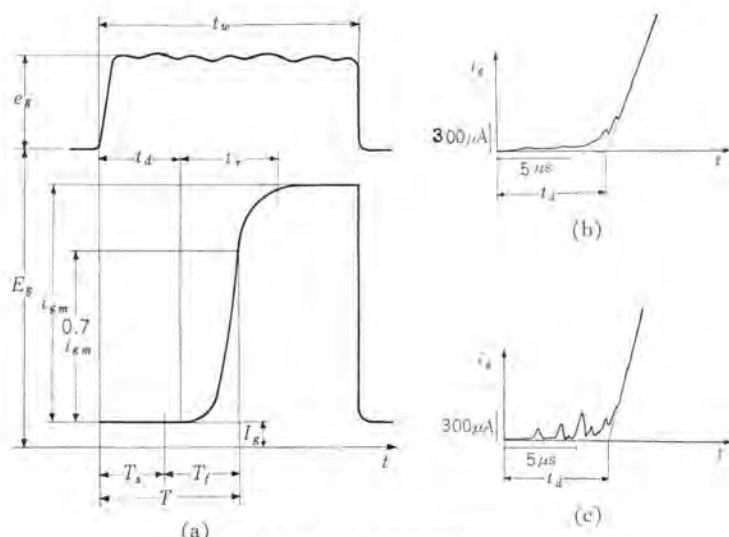


図 5.1 パルス電圧および電流波形

Fig. 5.1 Wave form of pulse voltage and current.

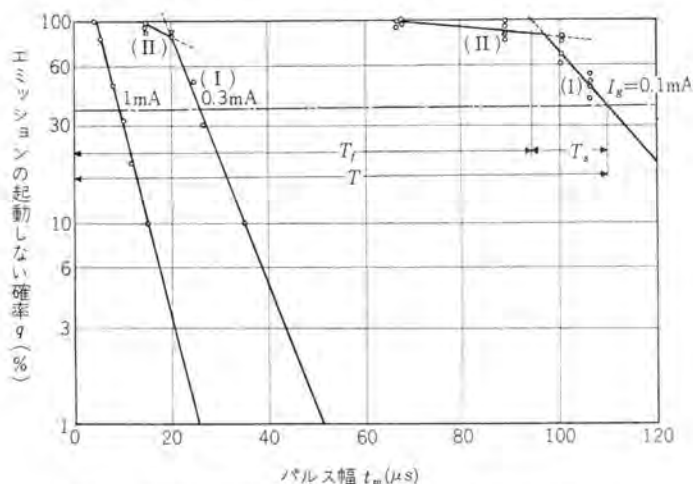


図 5.2 SSE 電流をパラメータとする遅れ時間の分布曲線
Fig. 5.2 Distribution curve of delay time as parameter of sustaining current.

はいちじろしく減少し、 t_r も t_d に付随して短くなる。 t_d 期間のパルス電流は図 5.1 の (b), (c) に示したようにゆるい傾斜をもっている。

安定な陰極で実験条件をすべて一定に保っても、電流の立上がり波形は各サイクルごとにかかなり大きく変動する。これはおもに t_d 期間のパラツキによるものである。そこで遅れ時間を定量的に測定するために以下の実験を行った。 t_w におけるパルス電流波高値が i_{gm} の 70% 以上に増加した場合をエミッションが起動したとみなし、この時点で図 3.2 (b) のカウンタが動作するように調整しておく。そして 1 分間内に加えた方形波の波数に対してカウンタが動作した回数を測定し、その比を t_w におけるパルスエミッションの起動率 p とし、ここで $100-p=q(\%)$ とおき、 q を t_w の関数としてプロットする。図 5.2 に示すように、 $\log q$ と t_w の関係はほぼ直線になる。したがって t_w 時間までにエミッションが起動しない確率 $q\%$ はつぎの実験式で表わされる。

MgO 冷陰極の試作研究・岡田・青木・山下

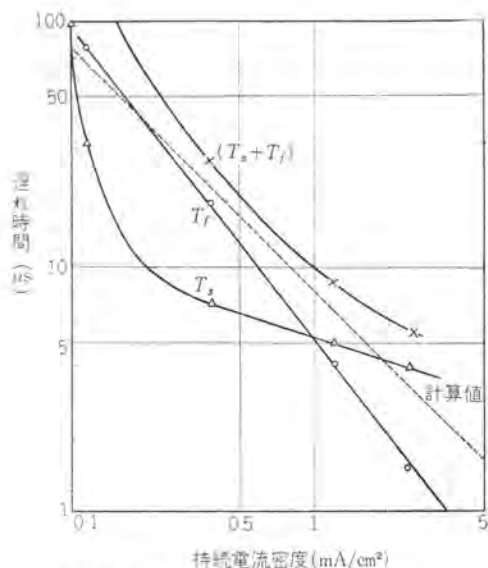


図 5.3 SSE 電流に対する遅れ時間

Fig. 5.3 Delay time vs sustaining current curve.

$$q = 100 \cdot \exp \{ -(t_w - T_f) / T_s \} \dots \dots (5.1)$$

ここで $p=0\%$ のときのパルス幅 T_f は、パルス電流の起動に要する最少時間で、いわゆる形成遅れ (Formative time lag) を表わす⁽²¹⁾。また T_s は $q=1/e \times 100\%$ におけるパルス幅と T_f との差であり、統計的遅れ (Statistical time lag) の平均値を示す値である。 T_s , T_f をそれぞれ図 5.1 (a) の電流波形における t_d , t_r に対応させて考えると、各サイクルごとに変動する遅れ時間もかなり精度よく定量的に測定される。

5.2 実験結果

二極管の $E_g \sim I_g$ 特性との関連性を調べると、遅れ時間は I_g に強く依存し、 E_g の影響はあまり大きくない。一定の I_g においては E_g の高い陰極ほど T_s が短く、全体の遅れ時間は減少する傾向が認められる。図 5.2 の変動曲線から求めた T_s および T_f を I_g に対してプロットしたのが図 5.3 である。低電流域ほど I_g の減少に対する T_s の増加率が大きいのは I_g とともに E_g もかなり低下する (図 4.2) ことが影響していると思われる。発光面に多数のスポットを生じている陰極は、安定なグロー陰極に比べて一般に遅れ時間が短い。しかし図 5.2 において q の高い部分に見られる第 1 直線 (I) からのはずれ部分 (II) が大きいので、 T_s はむしろ長い。不安定な陰極の立上がり電流波形は図 5.1 (c) のようにインパルス形の立上がり波形を示す場合が多いことから、スポットの発生する雑音電流によって形成遅れが小さくなり、そのふらつきが統計的遅れを大きくするものと思われる。

被覆密度 D が 0.3, 0.6 および 0.9 g/cm³ の陰極について立上がり特性を比較し、 D の大きい陰極ほどパルス電流の最少起動時間 T_f は短いという結果がえられた。さらにスモーク陰極、MgCO₃などを配合した陰極につい

て同様な実験を行なったところ、 D と T_f との関連性を見出すことはできなかったが、表面粒度が適当に粗い陰極で遅れ時間は最少になることがわかった。また膜厚が 20μ と 60μ の試料とではあまり変わらないが、これらに対して 40μ の場合は T_f が半分に減少する。

5.3 検 討

実験結果のように、 MgO 陰極の パルスエミッション の遅れ時間がかなり大きな値を示す理由について少し考えてみる。グリッドに パルス 電圧を印加すると、放出電子は空隙中で加速されて MgO 各粒子からの二次電子放射が増し、表面に正電荷を残す結果被膜電位は上昇する、この過程を繰り返して膜中に パルス 電界が形成されるとすればそれに要する時間 t は McKay の式⁽²⁵⁾ を適当に変形してつぎようになる。

$$t = 8.85 \times 10^{-14} \cdot K \cdot e_g / l \cdot (I_g / S)^{-1/2} \quad (5.2)$$

ここに、 MgO の誘電率 $K=3.5$ 、パルス 電圧 $e_g=50V$ 、膜厚 $l=2 \times 10^{-3}cm$ 、陰極有効表面積 $S=0.8cm^2$ 、パルス電圧印加直前の放出電流を I_g とする。式 (5.2) の計算結果は図 5.3 の点線で示したように、実測値の パルスエミッション の起動に要する最少遅れ時間 T_f とかなりよく一致する。したがって、形成遅れ T_f は“パルス 電圧が印加されてから、被膜の表面電位が MgO 各粒子からの二次電子放射により正電位に上昇し、グリッド 電位と平衡に達するまでの時間”と考えられる。実際には、表面電位の上昇は二次電子の形成する空間電荷効果が現われるまで続き、パルス 電流密度が MgO 粒子の正孔伝導および漏れによる電流密度と等しくなって表面電位が平衡するから、各陰極によって平衡電位は異なってくるだろう。これに対して統計的遅れ T_s は、初電子によりなだれ機構をつくるまでの パラッキ や偶発的遅れに相当するものであろう。本質的に MgO 陰極は二次電子利得 δ 曲線の低電圧側で動作しており、このことが電子増倍の パラッキ を大きくするものと思われる。すなわち、特定の MgO 粒子についてみると、一次電子に相当するのはなだれ電子自身であり、その衝撃 エネルギー が小さく $\delta < 1$ を与える場合には、粒子表面は陰極電位に落ちなだれの進展を阻止するように働くことになる。

6. 考 察

MgO イオン 結晶において 2 価酸化物の一般的性質として、伝導帯と充満帯との間の禁止帯の幅 E_g が大きく、電子親和力 χ は小さい⁽¹⁾⁽²⁶⁾。そして実在の MgO は種々の格子欠陥や不純物を含むので、幅の広い禁止帯の中には多くの不純物単位が存在することが知られており、これらの単位の位置は各実験者によりほぼ一致している^{(26)~(28)}。イオン 結晶の性質から、正孔中心は過剰酸素または Mg イオンの不足に原因するとみるのが考えやすい。最近の研究では遷移金属とくに Fe イオンの存在によって正負の空孔が生じることが指摘されている^{(22), (29)~(31)}。これら MgO の光学的性質、電子放射に関する論文を参照して、電子 エネルギー 帯構造を描くと図 6.1 のようになる。この図によって、 MgO の性質が SSE 特性とどのような関係にあるかを簡単に考察してみる。

MgO のように E_g が大きくしかも $\chi \ll E_g$ である物

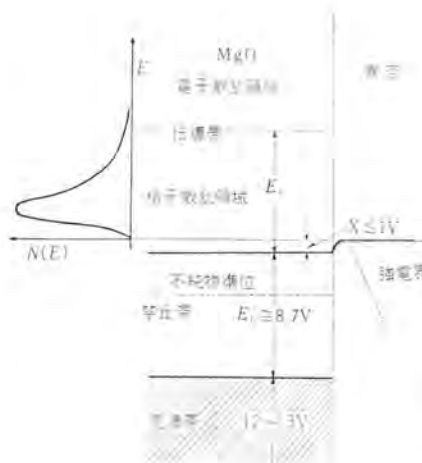


図 6.1 MgO における エネルギー準位と二次電子放射
Fig. 6.1 Energy level diagram for processes studied.

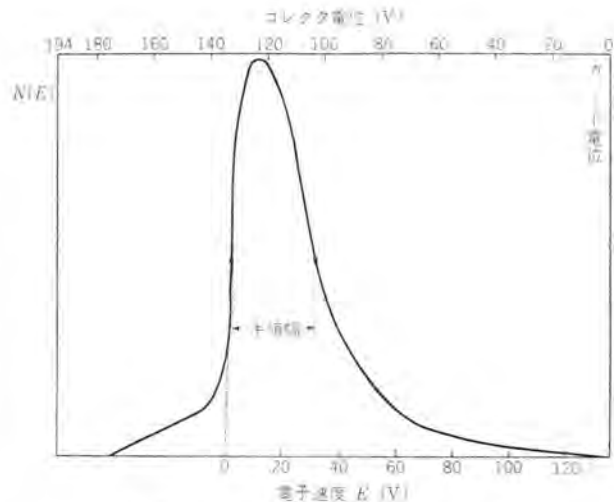


図 6.2 MgO 陰極の電子 エネルギー 分布⁽⁵⁾

Fig. 6.2 Energy distribution of electrons from MgO cathode.

質では、一次電子によって充満帯から真空準位以上に励起された電子の多くは比較的 エネルギー 損失の少ない格子散乱領域 (伝導帯下端から E_g だけ高い準位を限界とする) にあって、表面障壁を越えて真空中に放出される確率が大いので、二次電子放射率 δ_{max} は⁽³²⁾ 15~25 という大きな値をもっている。電子散乱領域に刺激された電子は二次電子放射にはほとんど寄与しないから、 MgO 単結晶における二次電子 エネルギー 分布曲線を見ると、その大部分は $E_g - \chi \approx 8V$ の範囲にあり最蓋然速度は 2~3 V である⁽¹⁾⁽³²⁾。SSE 電子の場合も⁽⁵⁾ 図 6.2 のように大体 Maxwell 分布をなしているが、曲線のピークは 13 V (したがって電子温度として $150,000^\circ K$ を得る) にありその半値幅は約 30 V である。これは電子放出面が部分的に不均一で膜厚方向でも異なることから当然で、被膜の両端にかかっている電位差程度の速度分散は避けられない。

MgO の E_g は 8.7 eV もあるので被膜の絶縁性はきわめて大きく、 $\delta > 1$ の条件が満たされている場合は容易に強電界が形成される。その機構は 5 章でのべたとおりである。電界形成により表面障壁は図 6.1 の点線のように変化するから、絶縁物の δ が強められる効果⁽¹⁾ およ

び二次電子電流がグリッド電圧に対して飽和性を示さないことも納得できる。SSE動作の場合はMalter効果⁽¹⁾を生じるほどの強電界(約 10^7 V/cm)はかかっておらず、SSE現象を得るためにはMgO被膜は適当な多孔質構造をもつことが必須の条件であり、その結果電子なだれを起こしていると考えるのが妥当であろう。起動操作の際にわずかな衝撃電圧で($\delta \ll 1$) SSEが起動する事実から、この陰極ではMgO粒子間の空隙伝導が重要な役割を果たしていることがうかがわれる。電子なだれを起こしている場合は被膜の表面ほど電子は多く、内部のスリープ側ほど電子は少ないことになる。これに対しては、MgO母体内では正孔がスリープに向かって移動し、電荷の連続性を満たしていると考えられる。

しかしながら、スリープとMgOとの接触面にセサ層ができ、ここに大きな電位傾度を生じているとみられる二、三の実験事実がある。すなわち(1)膜厚によって表面電位の高さはあまり変化しない(2)被膜の電気抵抗を実際に測定すると表面と平行方向の伝導度は膜厚方向より2割も大きい(3)スリープからの光電子放射があるとするれば、減速電界法によるエネルギー分布の測定でコレクタ電位をゼロにしても電子流は観測されるはずであるがこれが+5 V以上で測定されること。そして(5)スリープの材質はSSE特性にあまり関係しない。SSE状態では陰極面上に薄い絶縁層が存在していると仮定すれば適当な条件の下で陰極降下のない放電状態、いわゆるspray放電が現われる可能性がある⁽²⁴⁾。

MgOが半導体的性質をもつと、被膜の絶縁性が低下する反面光電子放射は増加することになる。一方不純物の存在は、その濃度がよほど大きくないかぎり二次電子放射にはあまり影響しないと考えられている⁽¹⁾。MgO陰極においては、単純ではあるが、格子欠陥や不純物の増加によってSSE電流が減少すると考えてもよいであろう。陰極の寿命に対する酸素の影響および酸化物の格子欠陥生成に関するつぎの実験事実は、このような考え方を支持するものと思われる。Mitoffによれば⁽²⁵⁾、普通の純度のMgOは0.01%程度の不純物が含まれており、酸素圧が 10^{-3} mmHgより低い領域では高真空度になるほどFeイオンを媒介として負イオン空孔が増加する。また電子衝撃によって固体表面がイオン化されると、酸化物の場合は分解が起こり、その構成粒子が原子または正負のイオンとして離脱することは一般に認められている^{(33)~(35)}。MgOの分解に要する限界エネルギーを求めると(1)熱化学的生成エネルギー $H=6.3$ V、(2)電子正孔対の限界生成エネルギーは実験的に E_g の2~3倍を要するとして⁽³⁰⁾ 20 V程度、(3)MgOから一対の正負イオン空孔対を生成するに要するエネルギー $\phi_p \approx 15$ Vとなる。SSE電子の初速度から衝撃エネルギーは大部分が10~20 V以上であるから、いずれにしてもMgOの分解は起こるものと思われる。

7. む す び

以上のべたようにMgO陰極の特性は被膜粒度・多孔度あるいは不純物や吸着ガスを適当に制御することによって変化する。現段階では安定度および均一性に欠ける

ところがあり、MgO陰極が実用化されるためにはつぎのような問題点が残されている。(1)不安定となりやすく、寿命が短い(2)雑音が大きい(3)電子の速度分散が大きくビームにすることがむずかしい(4)高周波特性が劣る(5)真空管としてのグリッド制御性が悪い。(5)を除くこれらの諸特性は、動作機構に関連したある程度本質的な欠点ともみられるが、現状では動作機構そのものが十分解明されておらず特性を改良するに当たって一つの障害となっている。しかしSSEの一步手前の状態を利用してMgOに一次電子を照射しながら動作させる場合は、二次放射電流は直流的にはまったく安定でパルス応動も 10^{-7} 秒程度であるから、これらの問題はすべて解決されることになる。そこで、MgO陰極が電子なだれを起こしているとして、その初電子をいかにして多量均一に発生させるかという問題が今後の特性改良の目標になるだろう。最後にこの研究に当たって絶えずご指導と協力いただいた化学第二研究室秦研究員をはじめ、試作を担当された試作第三工場の方々に厚く御礼を申し上げる。(昭36-5-20 受付)

参 考 文 献

- (1) たとえば A. J. Dekker, 橋口・神山訳: 二次電子放出, 固体物理, 457, コロナ社.
K. G. McKay: Secondary Electron Emission, Advances in Electronics, 1, 65 (1948).
- (2) H. Jacobs: Phys. Rev., 84, 877 (1951).
- (3) H. Jacobs, J. Freely, F. A. Brand: Phys. Rev., 88, 492 (1952).
- (4) D. Dobischek, H. Jacobs, J. Freely: Phys. Rev., 91, 804 (1953).
- (5) A. M. Skellet, B. G. Firth, D. W. Mayer: Proc. IRE, 47, 1704 (1959).
- (6) 岡田・青木・山下: 研究報告第841号(昭35).
- (7) 秦・岡田・青木: 第7回応物関係連合講演会, 1P-VI-4.
- (8) 秦・岡田・青木: 昭和35年電気四学会連合大会 p. 1313.
- (9) 秦・岡田・青木: 昭和36年電気四学会連合大会 p. 1201.
- (10) 秦・岡田・青木: 応用物理, 30, 327 (昭36).
- (11) 菅田・中村: テレビジョン, 14, 486 (昭35).
- (12) 今井: 通研実報, 第9巻4号, 398 (昭35).
- (13) 五十嵐・水島・笠原: 第8回応物関係連合講演会, 2a-VII-1.
- (14) R. I. Razouk, R. S. Mikkail: J. Phys. Chem., 61, 886 (1957).
- (15) 菅田・中村: 昭和36年電気四学会連合大会, p. 1,200.
- (16) A. G. Chynoweth, G. L. Pearson: J. Appl. Phys., 29, 1103 (1958).
- (17) B. D. Saksena, L. M. Pant: Proc. Phys. Soc., B67, 811 (1955).
- (18) H. W. Gandy: Phys. Rev., 111, 764 (1958).
- (19) N. R. Whetten, A. B. Laponsky: J. Appl. Phys., 30, 432 (1959).
- (20) 文献(1) K. G. McKay: p. 117.
- (21) 嶋原: 第7回応物関係連合講演会, 1P-VI-1.
- (22) S. P. Mitoff: J. Chem. Phys., 31, 1261 (1959).
- (23) P. Wargo, B. V. Haxby, W. G. Shepherd: J. Appl. Phys., 27, 1311 (1956).
- (24) 電気学会放電専門委員会: 放電ハンドブック, p. 105 (昭33).
- (25) 文献(1) K. G. McKay: p. 108.
- (26) 山香: 日本物理学会誌, 10, 37 (1955).
- (27) R. L. Hansler, W. G. Segelken: J. Phys. Chem. Solid., 13, 124 (1960).
- (28) G. H. Reiling, E. B. Hensley: Phys. Rev., 112, 1106 (1958).
- (29) R. W. Soshea, A. J. Dekker, J. P. Sturtz: J. Phys. Chem. Solid., 5, 23 (1958).
- (30) W. T. Peria: Phys. Rev., 112, 423 (1958).
- (31) E. B. Hensley, J. R. Stevenson: Bull. Am. Phys. Soc., Ser II 3, 46 (1958).
- (32) A. B. Laponsky, N. R. Whetten: Phys. Rev., 120, 801 (1960).
- (33) H. Jacobs: J. Appl. Phys., 17, 596 (1946).
- (34) Yosida, Sibata, Igarashi, Arata: J. Appl. Phys., 27, 497 (1956).
- (35) G. E. Moore: J. Appl. Phys., 30, 1086 (1959).
- (36) A. G. Chynoweth, K. G. McKay: Phys. Rev., 108, 29 (1957).

計数形電子計算機入出力の方式 (1)

研 究 所 中塚正三郎*・前田良雄*・小林孝二郎*

Input-Output System for Digital Electronic Computers (1)

Research Laboratory Shōzaburō NAKATSUKA・Yoshio MAEDA・Kōjirō KOBAYASHI

The digital electronic computer is composed of an arithmetic unit, a control unit, a storage unit and input-output unit. A system design and a logical design about each of these units and also mutual relation among them are very important and difficult problems in the manufacture of the digital electronic computer. In this article is dealt with an input-output system of a delay line type digital computer. The principal points of the system are: (1) an input-output sub-control unit has been set up for the input-output aside from the main control unit, (2) its control unit consists of a sequential control circuit, (3) provided with an input-output buffer memory, it is capable of having input-output in parallel with the arithmetic operation, (4) many input-output modes are put in use. This input-output system is applicable to input-output systems of many computers as well as the delay line type digital electronic computer. This article mostly touches on the relation of the input-output system with other parts, leaving the details such as a sequential control circuit to the next issue.

1. ま え が き

計数形電子計算機は情報を読みとり、これを記憶し、一定の順序で演算し、その結果を表示し、計算機としての機能を発揮するために、入力装置、記憶装置、演算装置、出力装置および制御装置から構成されているが、これらの各装置をどのように関係づけるかということは計算機設計上きわめて重要な問題であって、製作の目的、とくに演算速度、記憶容量などいわゆる計算機の規模によって大きく影響されるものである。

この問題には、さらに、演算素子、制御素子としてどのような素子を用いるかということはもちろんのこと、記憶装置としてどのようなものを用いるかということが関係する。

入力装置、出力装置を計算機の他の部分とどのように関係づけるかということが計算機設計上の一つの基本的な問題であるが、これは計算機の他の部分をどうするか、入出力装置としてどのようなものをどの程度接続するかということに関係し、この関係づけを入出力方式と呼んでいる。

したがって計数形電子計算機の入出力方式にはいろいろな方式があり、計算機の規模、性能（演算方式、制御方式、演算制御素子の動作速度、記憶装置の読み出し書き込み速度など）にしたがって、それぞれに適した方式がとられている。

小規模の計算機すなわち小形電子計算機においては演算・制御装置と入出力装置との関係はきわめて密接であって入出力装置の一つ一つの動作を演算・制御装置によっておこなっているのが多い。計算機の規模が大きくなるにしたがって制御装置はいくつかに分割され、計算機

全体の動作を制御する主制御装置（詳しくいえば、部分制御装置を制御する制御装置）、演算、入力、出力など各部分装置を制御する部分制御装置から構成されるようになる。中形電子計算機においては、小形と大形電子計算機のちょうど中間的な制御方式を採用しているものが多いが、演算方式、記憶方式などによっても制御方式は異なってくるので、これら全体について詳細に論ずることは困難である。

この論文においては、遅延線形磁気円筒記憶装置を主記憶装置とする中形計数形電子計算機をとり、その入出力方式（換言すれば入出力制御方式）について、その要点を記述するが、この方式はいろいろ興味ある手法を採用しており、遅延線形記憶装置（超音波遅延線などを含む）を主記憶装置とする、いわゆる遅延線形電子計算機だけでなく、他の多くの形式の計算機の入出力制御方式にも拡張適用することができる。

できるかぎり要点を一般的に記述するが、入出力方式の説明においては、かなり具体的に述べなければならぬところもある。ここで述べる入出力方式は研究所でプログラムテスト中の MELCOM LD1（研究試作機）およびこれを基本として無線機製作所で製品化された MELCOM-1101 形計数形電子計算機に用いられている。この論文においては説明の便宜上 MELCOM-LD1 電子計算機をもとにして遅延線形電子計算機をはじめとして広く計数形電子計算機に適用あるいは応用できる入出力方式について記述する。

本号においてはまず入出力方式の設計ないし記述に必要な計数形電子計算機全般に関する事項を、命令語と数値語の構成と演算制御方式、記憶装置と演算蓄積器ならびに命令蓄積器、基本サイクルと命令の解説、タイミングパル

ス、情報の入出力とモード、に分けて記述し、ついで入出力全般に関する事項を、入出力命令、入出力制御蓄積器、および入出力装置に分けて記述する。

次号においては入出力制御方式、とくに逐次制御回路について例をあげて詳述するつもりである。

2. 計数形電子計算機の概要

上述したように入出力方式は、入力装置、出力装置と演算、記憶、制御装置との関係づけに関するものであるから、入出力方式ないし入出力制御方式を決定するに当たっては計算機の他の部分との関係を十分に検討しなければならない。電子計算機に与える用途からの種別、記憶装置の種類、記憶容量ならびに情報の書き込み読み出し速度、基本演算の種類と演算速度、入力情報ならびに出力情報をたくわえておく媒体の種類と必要とする情報の入力速度ならびに出力速度、さらに1語を形成するビット数、命令語の構成などについて検討し、計算機全体としてよく調和のとれた入出力方式を決定しなければならない。しかし実際には入出力装置以外の部分から起こるすべての要求を入出力方式にうまくとり入れうるとは限らない。今日における電子計算機の進歩はめざましいものであるが、そのほとんどは演算・制御・記憶に関するもので、入出力装置の進歩はこれに比して遅いといわざるを得ない。したがって計算機の超高速化、大容量化に伴い、計算機設計における問題の中心はますます入出力方式の決定にうつりつつある。

さて、本節においては入出力方式を説明するうえに必要な範囲で遅延線形電子計算機 MELCOM-LD1 の概要について記述する。

2.1 命令語と数値語の構成と演算制御方式

MELCOM-LD1 は直列2進方式の電子計算機であって、命令語、数値語とも1語は33ビットからなり、命令語はI/D部(1ビット)T部(7ビット)BP部(1ビット)N部(7ビット)S部(6ビット)D部(6ビット)CH部(4ビット)S/D部(1ビット)からなっている。

この計算機の採用している番地方式は、モデファイド2番地方式であって命令語の各部は大要次のような意味をもっている。I/Dはこの命令が読み出されると同時に演算をおこなう(I/D=0)か否(I/D=1)かを示し、I、DはImmediate, Deferredを意味する。S部およびD部は情報源となるライン(磁気円筒記憶装置上の各トラックは一つの記憶遅延線に相当し、略してラインと呼び、たとえば39番のラインをM39と略記する)および情報転送先となるラインを示すのであるが、 $S \geq 60$ 、あるいは $D \geq 60$ のときにはSあるいはDは命令の大分類を示す(ただしSとDがともに ≥ 60 となることは禁止されている)。Tは演算をおこなう時間の長さ(I/D=0)あるいは演算を開始すべき時刻(I/D=1)を示す。演算ないし命令の実行時間あるいは開始すべき時刻はすべて1語に相当する時間を単位としてたとえば5ワードタイム(5-WT)

あるいはワードタイム5(WT-5)と略記する。

またあるラインにおいてWT-mすなわち第m番目の語をW-mと略記する(ただしmが1語のとき、たとえばm=5のときW-05のように0を追加し必ず2語で示す)。Nは次の命令の番地を示す。BPはブレークポイントであって演算の実行をBPモードでおこなっているときには、この命令を実行したのち演算を休止するようになっている。CH部は演算の小分類を示しS/D部は単一精度の演算であるか、倍精度の演算であるかを示すために設けられたもので(S/D=0のとき単一精度S/D=1のとき倍精度)あるが命令によってはCH部の拡張されたものとなっている。

つぎに数値語であるが、数値の標準表示形式は符号と絶対値形式で、符号1ビット、絶対値32ビットからなっている。倍精度のときには偶数番目の語の33ビットと相つづく奇数番目の語の33ビットとにより1語を形成し符号1ビット、絶対値65ビットから構成される。

この計算機はすでに述べたように直列2進方式であるため情報は1ビットずつ記憶装置あるいは蓄積器から読み出されたり、あるいはそれらに書き込まれたりする。したがって1語は33個の相連続する時刻によって表現することができ、t1, ..., t33で示すことにする。命令語ではS/D部~t1, CH部~t2, ..., t5, D部~t6, ..., t11, S部~t12, ..., t17, N部~t18, ..., t24, BP部~t25, T部~t26, ..., t32, I/D部~t33, 数値語では符号~t1, 絶対値~t2, ..., t33(最下位~t2, 最上位~t33)のように対応づけられている。

2.2 記憶装置と演算蓄積器ならびに命令蓄積器

すでに述べたように記憶装置には遅延線形磁気円筒記憶装置が用いられている。この記憶装置に設けられているラインには、100語ライン、4語ライン、2語ライン、1語ラインの4種がある。ライン番号M0~M39, CN MLは100語ライン、M40~M47, MZ, MFは4語ライン、M48, M49, M52~M54, M58, MDは2語ライン、M56, M57, CM, γM, MSは1語ラインとなっている。記憶装置にはさらに永久記録されたクロックトラックとt1~t33の時刻を示すためのタイミングトラック(TM)とがそれぞれ2トラックずつ設けられている。この電子計算機においては金物を極力減ずるため命令蓄積器の一部(S-, D-, CH-, S/D-部で静的部と称し、他の部分すなわちI/D-, T-, BP-, N-部は動的部と称す)とインデックスレジスタおよび入出力命令蓄積器の他は、演算蓄積器も含めすべて磁気円筒記憶装置上に設けられている。M0~M39(4,000語)が主記憶部でM40~M49(36語)は短アクセス記憶部となっている。加減算蓄積器としてARI(M56), ARII(M57) ARIII(M58)の3ラインがありARI, ARIIは単一精度、ARIIIは倍精度用である。乗除算、クマ移動などのためにMQ(M52), ID(M53), PN(M54)の3ラインが設けられている。CNはワードタイムを規定するためのラインでナットトラックと呼ばれている。CMは命令蓄積器で

主として命令の動的部分がたくわえられる。γMはMQ, ID, PNを用いる演算のための特殊命令蓄積器である。

これら以外のラインすなわちML, MF, MZ, MD, MSは入出力のためのバッファであって、プログラマによって指定できないラインである。

2.3 基本サイクルと命令の解説

計算機はプログラムに指定された順序で指定された命令を逐次実行していくもので、そのためには命令を読み出す状態(RC)、とその命令を実行すべき状態(TR)とが必ず存在する。さらに遅延線のようなランダムアクセスでない記憶装置を用いているために命令を実行し終わると同時に命令を読み出すことは必ずしも可能でないため命令の読出待ち状態(WRC)が存在する。またI/D=1の場合には実行待ち状態(WTR)が存在する。RC→(WTR)→TR→(WRC)→の4状態を基本サイクルと呼ぶことにする。命令はRCで読み出されるが、RCの起こったワードタイムを命令の場所と称し L_0 で示し、つぎの相つづくワードタイムを L_1 、さらに相つづくワードタイムを L_2 のように示す。I/D=0の命令においては $L_0 \cdot i33$ でTRが始まり($T-1$)・ $i33$ で終わる。したがってI/D=0の命令において $T=L_1$ のときには $L_0 \cdot i33$ でTRが始まり、ふたたび $L_0 \cdot i33$ となったとき終わる。これは100-WT(16.5msに相当する)である。つぎに $T=L_2$ のときであるが、このときには $L_0 \cdot i33$ でTRが始まり $L_1 \cdot i33$ で終わる。したがってTRは1-WTの間継続する(165μsに相当する)。

RCにおいて読み出された命令は、静的部がフリップフロップからなる静的蓄積器へ、動的部がCMへと2分されて記憶される。静的蓄積器に記憶された命令の静的部の内容は解説回路に加えられて解説され必要な場所に制御信号を送るが解説回路を簡潔にするためS-部、D-部、CH-部とも2分して解説し、たとえば $S=61$ は $S7 \cdot SF$ $S=63$ は $S7 \cdot SH$ として表わされる。また $CH=0, 1(0 \sim 9), 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9$ はそれぞれ $CH0 \cdot CHA, CH0 \cdot CHC, CH0 \cdot CHD, CH1 \cdot CHA, CH1 \cdot CHB, CH1 \cdot CHC, CH1 \cdot CHD, CH2 \cdot CHA, CH2 \cdot CHB$ として表わされる。

2.4 タイミングパルス

同期式の計算機においてはクロックパルスによって、逐次演算制御の動作を進めてゆくが、実際にはクロック以外にいろいろなタイミングパルスを用いている。MELCOM-LD1におけるクロック周波数は200kcで相連続するクロックとクロックとの時間間隔は5μsである。

タイミングパルスとしては $i1, i2, \dots, i33, TO, TE, TF, CE, CF$ が設けられている。 $i1, \dots, i33$ は1語を形成する各ビットに対応し $i1$ のほうが $i2$ より先行するような時間関係を有し各パルスはクロックパルスによって区分され時間幅はそれぞれ5μsである。100語ラインにおいてTOがありWT-99・ $i33$ において5μsの時間幅をもつパルスとして現われる。CEはWT-00(Mod. 2-WT)の

間連続して現われ、したがって時間幅は165μsである。

CFはWT-02, WT-03(Mod. 4-WT)の間連続して現われしたがって時間幅は330μsである。TE, TFはいずれも時間幅は5μsで現われる時間は $TE=i1 \cdot CE, TF=i33 \cdot CF \cdot CE$ で表わされる。単一精度の数値語の符号はタイミングパルス $i1$ で、倍精度の符号はTEで示されることになる。1語の区分は $i33$ 、4語の区分はTF、100語の区分はTOであるが2語の区分も必要で $i33 \cdot \overline{CE}$ で表わされる。

2.5 情報の入出力とモード

電子計算機を設計するに当たって、どのような記録媒体から情報を読み込むか、また逆にどのような媒体に情報をとり出すかという問題が計算機の他の部分と関連して起こってくる。計算機を操作者と密接な関係ないしは簡単な計算をなすために用いる場合、あるいはまたプログラムのデバッグをおこなう場合にはタイプライタの使用がきわめて望ましい。計算機が他の計算をおこなっている間にフレキシライタなどであらかじめ準備しておくような目的ないしは同じような計算をしばしばおこなうようなときにはテープの使用が望ましい。また多くのサブルーチンとか同じデータを何度も繰り返して使用する場合には、マグネチックテープが便利であることもある。さらに現在盛んに用いられているPCSとの交流を考えればカードについても入出力できることが望ましい。このような見地から入出力装置としてタイプライタ、マグネチックテープ、出力装置としてテープパンチ、カードパンチ、入力装置として光電式テープリーダー、カードリーダーがそれぞれ4台まで接続できるようになっている。

今日における電子計算機は本来数値計算をおこなうものであるから、数字で表わされた情報の入出力ができればよく、小形の電子計算機および中形のあるものでは数字あるいはそれにごく少数の文字が入出力できるようになっている。しかし中形ないし大形の電子計算機においては演算速度が速く、また記憶容量も大きいのでプログラムを簡単に作りうるものがきわめて必要で、そのためには英字、記号などが入出力できなければならない。このためこの計算機においては数字、英字のほかにかた文字が入出力できるようになっており、数字だけを用いる場合、文字(数字も文字と見る)だけを用いる場合、数字と文字とを混用する場合を考慮し、操作者が適宜選択できるようになっており、それぞれN-モード、A-モード、C-モードと呼ばれる。さらに固定小数点方式のためにF-モードが設けられており、計算機に入れられた数値は小数点によって整数部分と小数部分とが異なった場所に記憶されるようになっている。

3. 入出力命令、入出力制御蓄積器と入出力装置

3.1 入出力命令

入出力命令は実際に情報を入出力させる入出力命令($S=61$)と入出力の条件を変更ないしは設定するための

表 3.1 入出力命令 (機械用語)

	Operation	Machine Language									Manual Key
		I/D	T	BP	N	S	M	D	CH	S/D	
FAST OUT	Fast Punch M39 on P. T.	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	0	0	
	Punch File Code on P. T.	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	1	0	
	Write M39 on M. T.	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	2	0	
	Write File Code on M. T.	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	3	0	
FAST IN	Search Stop Code (P. T. Forward)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	4	0	<SA>
	" (" Reverse)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	4	1	
	Search File Code (" Forward)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	5	0	
	" (" Reverse)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	5	1	
	Search Stop Code (M. T. Forward)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	6	0	
	" (" Reverse)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	6	1	
	Search File Code (" Forward)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	7	0	
	" (" Reverse)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	7	1	
SLOW OUT	Type out AR I	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 1	8	0	<SA> <A>
	" AR II	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 1 0	8	0	<SA> <E>
	" AR III	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 1 1	8	1	<SA> <G>
	" M39 (Single)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	9	0	<SA> <H>
	" (Double)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	9	1	<SA> <J>
	Punch out M39 on P. T. (Single)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	U	0	
	" (Double)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	U	1	
	Punch out M39 on Card (Single)	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	V	0	
SLOW IN	Type In	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	W	0	<SA> <Q>
	Read in M. T.	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	X	0	<SA> <P>
	Read in P. T.	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	Y	0	
	Read in Card	0	L ₂	φ	N	61	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	Z	0	
SET	Set Ready (Stop In-Out)	0	L ₂	φ	N	63	0 0	0 0 0 0	0	0	<SET READY>
	Set Black Ribbon	0	L ₁	φ	N	63	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	2	0	<SA> <K>
	Set Red Ribbon	0	L ₁	φ	N	63	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	0 0 0 0	3	0	<SA> <D>
	Set Clear Mode	0	L ₂	φ	N	63	0 0	0 0 0 0	4	0	<SA> <N>
	Set Non-clear Mode	0	L ₂	φ	N	63	0 0	0 0 0 0	5	0	<SA> <O>
	Set Mode N	0	L ₁	φ	N	63	0 0	0 0 0 0	6	0	<N MODE>
	" A	0	L ₁	φ	N	63	0 0	0 0 0 0	7	0	<A MODE>
	" C	0	L ₁	φ	N	63	0 0	0 0 0 0	8	0	<C MODE>
	" F	0	L ₁	φ	N	63	0 0	0 0 0 0	9	0	<F MODE>

入出力設定命令 (S=63) とに分けられる。また入出力を制御卓から操作者によって制御できることが必要な場合がしばしば起こるので、数種の命令には制御卓上のタイプライタあるいはキーボックスからの制御ができるようになっている。これらを表 3.1 に示す。

S=61 で示される入出力命令は FAST OUT, FAST IN, SLOW OUT, SLOW IN の 4 種に分類される。FAST OUT は計算機内部の情報を簡潔な形式でかつできるだけ高速度で出力させることを意味し、出力情報をふたたび計算機に入力することを前提としている。FAST IN は必要な情報の探索を意味する。SLOW OUT は操作者あるいはプログラマに理解しやすい形式で情報を出力するために 制御卓コントロール を必要とするものであることを意味する。SLOW IN はすべての情報入力の意味する。

入出力に関する各命令についての詳しい説明は省略するが入出力命令の内容を理解するために必要な事項について述べる。表 3.1 において I/D, T, BP, N がどのような意味をもっているかについてはすでに説明した。また S=61 は情報の入出力命令を、S=63 は入出力設定命令を意味するものであることも説明した。さて D-部であるがこの部は上 2 ビットと下 4 ビットとに分割され、M

で示される上 2 ビットは何番目の入出力装置を選択するかを示すのに用いられ、各入出力装置はあらかじめ 0, 1, 2, 3 が指定されている。D-部の残りの 4 ビットは FAST IN においては探索すべきブロック数の指定をおこなうのに用いられ SLOW OUT においては演算蓄積器 AR I, AR II, AR III の三者のうちどれを選択するか用いられる。CH-部は表 3.1 から明らかなように命令の内容を規定する。S/D-部は FAST IN においては探索すべき方向 (0 ならば正方向, 1 ならば逆方向) を示し、SLOW OUT においては単一精度語 (0 の場合) として扱うか、倍精度語 (1 の場合) として扱うかを示すのに用いられる。

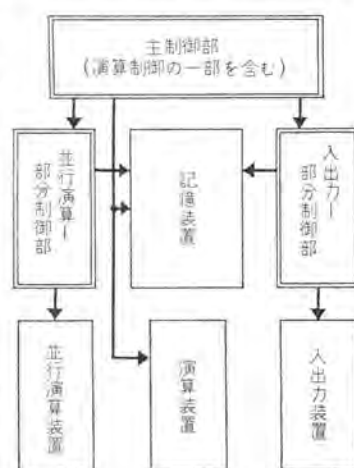


図 3.1 制御方式のブロックダイアグラム
Fig. 3.1 Block diagram of control system.

表3.1の右端にたとえば〈SA〉〈B〉とあるのは制御車から入出力を制御する場合〈SA〉の状態において タイプライター B をたたけば良いことを示す。

3.2 入出力制御蓄積器

すでに述べたように計算機の主制御装置（あるいは主制御部）によって入出力装置ないし入出力回路を直接制御することは中形以上の計算機においては好ましくない。MELCOM-LD1 においては主制御部は並行演算部分制御部、入出力部分制御部およびこれら二つの部分制御部によって制御されない部分の制御をおこない、入出力の直接の制御は入出力部分制御部によって制御されるようになっている。プログラムによって入出力をおこなう場合には RC において入出力命令は主制御部にある主制御蓄積器にまず読み込まれ $TR0(=TR \cdot S7 \cdot SF) \cdot i17$ の時刻に入出力制御蓄積器に入出力に必要な D-, CH-, S/D- 部が移される。入出力部分制御部は入出力制御蓄積器を含み入出力に関するすべての制御をおこなうがプログラムによってではなく、金物から構成された順序回路によっておこなわれ $TRE(=TR0 \cdot i33)$ によってすべての制御が開始される。

入出力制御部の詳細はあとに述べる。

3.3 入出力装置

入出力装置の性能は入出力方式に密接に関係しているが、詳細については省略することとし、以下の説明に必要な事項について述べる。

(1) タイプライタ

キーをたたくことにより印字されるのはもちろんであるがこれと同時に入力用接点が閉じ 30~50 ms 程度のパルスが発生し、これがダイオード・マトリックスに加えられてコード化した情報パルスを発生する。

また 30 ms 程度のパルスをマグネットに加えることによりそのマグネットに対応した文字を印字することができる。タイプライタの動作が完了するまでに次の印字パルスがこないようにするためタイプライタにはインターロック接点が設けられており、動作中はこの接点が開放されるようになっている。タイプライタの印字速度は1秒当たり約10キヤクタである。

(2) テープパンチ

テープパンチにはいろいろな形式のものがあるが、パンチパルス幅が 16 ms で、パンチパルスと情報パルスとを同時に加えて、誤りなく動作するテープパンチであれば接続し使用することができる。

なお、パンチ動作を確認する、いわゆるエンドパルスの発生機構を有していなければならない。

(3) テープリード

情報の読取速度が毎秒、1,300 キヤクタ程度までのものであれば用いることができる。読取速度は入力回路によって制限される。

(4) カードパンチとカードリーダ

パンチパルスと情報パルスとが同時に与えられ、そのパルス幅が 16 ms で動作するカードパンチでパンチ確認のため

のエンドパルス発生機構が設けられておれば、コードコンバータを仲介することによって接続使用することができる。

カードリーダは読取速度が毎秒 1,300 キヤクタ以下のものであればコードコンバータを仲介とすることによって接続使用することができる。

(5) マグネチックテープユニット

書き込みパルスは 1.32 ms ごとに 0.66 ms のパルスとして与えられ、分解能が十分であるテープ速度をもつユニットであれば使用することができる。

4. む す び

以上、計数形電子計算機の入出力の一方式について、MELCOM-LD1 を例にとってその全般を記述したが、ここで述べたところの入出力方式はすでに述べたように、主制御部のほかに、部分制御部を設け、しかもその制御は入出力すべき情報の状態および制御部の内部状態によって逐次制御をおこない、計算機の総合された情報処理速度を上げるとともに、プログラムすることの容易さという点において計算機を使用しやすくした点に重点がある。

電子計算機（あるいはシステムとして）の規模が大きくなるにしたがって使用者は計算機のもついろいろな機能に関係できなくなるばかりでなく、むしろ積極的にその方向にすすみつつあるといっても過言でなく、最小限のプログラムを作成することによって、計算機のもつ機能を最大限に利用できるような計算機へ限りなく前進しつつあるといえる。機能ごとに部分制御部をもち、これを有機的に制御する主制御部をもつ制御方式が程度の差こそあれ、中形以上の計算機に採用されつつある。紙面の関係で逐次制御の詳細は次号に記述するが、その大要を紹介した。

入出力方式の研究に際し、終始ご指導ご鞭撻下さいました当研究所豊田室長、種々ご検討いただいた当研究室プログラマ・グループの方々、論理回路の検討に参加しこの方式を用いて MELCOM の製品化をおこなわれた無線機製作所の関係者に深く感謝いたします。(昭36-6-20受付)

参 考 文 献

- (1) 豊田・中塚・吉江・前田・首藤・壺井・菅・関本・魚田：計数形電子計算機 MELCOM-LD1, 「三菱電機」, 35, No. 5, 臨時, p. 80 (昭36).
- (2) 豊田・中塚・吉江・前田・首藤・壺井・菅・魚田：計数形電子計算機の特許演算高速化方式, 「三菱電機」, 34, No. 11, p. 13 (昭35).
- (3) 中塚・前田・壺井：MELCOM-LD1 のインデックス方式とアウトプット方式, 情報処理学会, 35 年度全国大会.
- (4) 中塚・前田・小林：MELCOM-LD1 の入力方式, 電気四学会昭和36年連合大会, No. 333.
- (5) 馬場・渡辺・嶋村：MELCOM-1101 電子計算機の概要, 電気四学会昭和36年連合大会, No. 355.
- (6) 豊田：電子計算機の総合演算の高速化, 情報処理, 2, No. 1 (昭36).
- (7) 前田：磁気円筒記憶装置, 「三菱電機」, 34, No. 12, p. 80 (昭35).

着色シュランク・ガラスによる赤外線ヒート・ランプ

研 究 所 林 次 郎*・西 楽 隆 司*

Infrared Ray Heat Lamps with Colored Shrunk Glass

Research Laboratory Jirō HAYASHI・Takashi NISHIRAKU

Up to this time heating elements of room heaters have been almost invariably consist of a porcelain bobbin wound with nichrome wire or an opaque quartz tube with nichrome wire sealed in it. They are however, poor in efficiency and some new heating elements have been sought for. Then here are infrared ray heat lamps provided with colored shrunk glass to meet the requirements. They are a new development by Mitsubishi. The shrunk glass has almost the same characteristics as the quartz glass. Porosity in the course of manufacture of this glass is made use of bringing it to nearly the same character as the quartz yet being colored red with proper treatment. Using tungsten filaments, the new lamps has a thermal efficiency 20 % higher than conventional devices and much longer life. This new heating element is promising to replace the old unit in not a distant date.

1. ま え が き

これまで、暖房器の発熱体としては、陶磁器製 ボビンに ニクロム 線を巻いたものが主として使用されて来たが、これは、熱が陶磁器に伝導して逃げるので熱効率が非常に悪い。そこで、最近では、不透明石英管の中に、ニクロム線を大気圧にて封入したヒータが使用され始めている。しかし、これも空気の対流による熱損失があり、効率がよいとはいえない。そこで、当然考えられるのが、強い一次放射をもつ ランプである。排気して、アルゴンガスなどを封入することにより、タングステン線を使用することが可能となり、線温度もニクロム線より高くすることができるので、ヒータとして、より高い温度が得られる。しかし、線温度をあげた場合、管壁温度もあがり、通常の硬質ガラスでは軟化するので、石英ガラスを使用しなければならないが、線温度が1,200°C以上になると明るさも増大し直視できなくなる。そこで可視光線を遮断する目的で、ガラスに着色することが望ましいが、現在のところ、石英ガラスに着色することは、これが難溶融であるがために、ほとんど不可能視されており、そのため、効率のよい赤外線ヒータには石英ガラスを使用できない。ここにおいて、先般当所で開発されたシュランク・ガラスは、石英ガラスとはほぼ同じ特性を有し、しかも容易に着色することができるのでこれを使用して効率のよい暖房器用赤外線ヒータ・ランプを製作し得た。

2. ヒート・ランプ試作のための考察

ある温度の発熱体から放射されるエネルギーの波長依存性は、これを黒体と考えて、Plankの式から計算できる。しかし、被放射体の温度上昇に有効な波長は0.8μ以上

の赤外線と考えられ、また、長波長側では、4.8μ以上は外管のガラスが吸収してガラスの温度上昇だけとなり二次放射となる。したがって、いま一次放射だけを考えるとき、放射効率としては、有効赤外部放射量/全放射量と考えてよい。

われわれは、黒体放射の公式と、ヤンケ・エムツの数表よりこの効率を計算し、ヒート・ランプ試作のための考察を行った。

黒体放射の公式

$$J = c^2 h \lambda^{-5} (e^{hc/\lambda T} - 1)^{-1} \dots \dots \dots (2.1)$$

$c = 299,850 \text{ km/sec}$

$K = 1372 \times 10^{-23} \text{ watt sec/degree}$ (Boltzman 定数)

$h = 0.655 \times 10^{-34} \text{ watt sec}$ (Plank 常数)

$\lambda = \text{波長 cm}$

$T = \text{絶対温度 } ^\circ\text{K}$

$J = \text{放射量}$

この式のまま計算すると時間を要するので、ヤンケ・エムツの数表を使用して計算した。

$$x = \frac{K\lambda T}{ch} = \frac{\lambda T}{1.43} \dots \dots \dots (2.2)$$

ある発熱体温度と波長より x を計算し、数表から Y を求めると、放射量 (J) は

$$J = c_3 T^5 y \dots \dots \dots (2.3)$$

$c_3 = 0.980 \times 10^{-13} \text{ watt/cm}^2 \text{ degree}$

で求められる。

発熱体温度 ($^\circ\text{K}$) としては、1,100, 1,200, 1,500, 1,800, 2,100, 2,300, 2,400, 2,500, 2,600, 2,700, 3,000 の 10 種に限定した。また、波長は 0.1μ ごとに計算した。

さらに、有効赤外部放射量の計算には、外管のシュランク・ガラスの赤外透過率を考慮に入れなければならないの

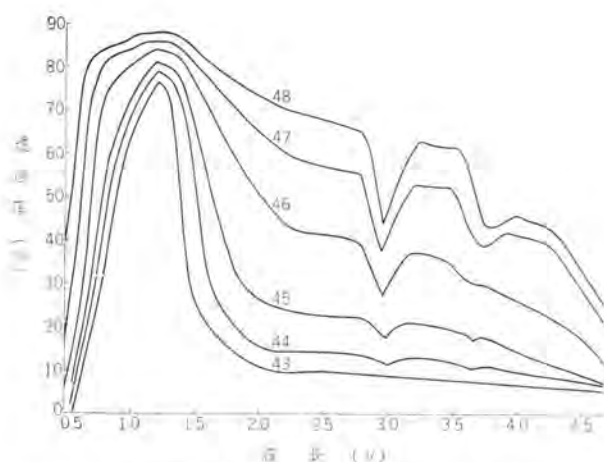


図 2.1 着色 シュランク・ガラス 透過率曲線

Fig. 2.1 Penetrating power curves of colored shrunk glass. 各種の着色ガラスを試作してその透過率を測定した。その結果を図 2.1 に示す。

各種ガラスの着色液濃度は No. 43 を 1 としたとき、No. 44=3/4, No. 45=1/2, No. 46=1/4, No. 47=1/8, No. 48=1/12 である。

ここで、No. 43 の着色方法について簡単にのべる。

シュランク・ガラスとは、熔融、成型ともに容易な、ある特定の組成範囲のホウ酸ガラスを熱処理して、ガラスをケイ酸にとむ相と、ホウ酸とアルカリにとむ相とに分離させ、これを酸に浸漬して、酸に可溶性のホウ酸とアルカリを溶出させ、ほとんどケイ酸の骨格だけとし、(これは径が 100~500 Å の穴を無数にもつ多孔性ガラスである) これを、ふたたび熱処理して、焼結せしめた透明な石英類似のガラスである。この製造過程中的多孔性である点を利用し、このときに、ガラスを着色させる金属の溶液に浸漬すると、着色成分は、ガラスの各部に一樣に拡散し、さらに、これを熱処理すると、色むらなく着色された石英類似のガラスを得ることができる。No. 43 はガラスに赤色を与える金属の溶液に、常温、常圧にて、24 時間浸漬し、乾燥後、熱処理したものである。

さて、全輻射量 $J_{(\lambda)}$ は、式 (2.3) より

$$\int_0^{\infty} J_{(\lambda)} d\lambda = \int_0^{\infty} c_3 T^5 y_{(\lambda)} d\lambda = c_3 T^5 \int_0^{\infty} y_{(\lambda)} d\lambda \dots (2.4)$$

外管のシュランク・ガラスを透過して出て来る輻射量 $J'_{(\lambda)}$ はある波長の $J_{(\lambda)}$ に、その波長におけるガラスの透過率を乗じたものである。すなわち

$$J'_{(\lambda)} = a_{(\lambda)} J_{(\lambda)} \dots (2.5)$$

$a_{(\lambda)}$: λ における透過率

したがって、外管を透過して出てくる赤外線量は

$$\begin{aligned} \int_{0.8}^{4.8} J'_{(\lambda)} d\lambda &= \int_{0.8}^{4.8} a_{(\lambda)} J_{(\lambda)} d\lambda \\ &= \int_{0.8}^{4.8} a_{(\lambda)} c_3 T^5 y_{(\lambda)} d\lambda \\ &= c_3 T^5 \int_{0.8}^{4.8} a_{(\lambda)} y_{(\lambda)} d\lambda \dots (2.6) \end{aligned}$$

したがって、

輻射効率 = 有効赤外部輻射量 / 全輻射量

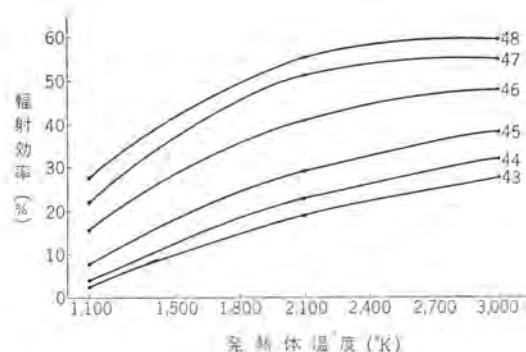


図 2.2 発熱体温度と輻射効率

Fig. 2.2 Heating element temperature vs radiation efficiency.

$$\begin{aligned} &= \int_{0.8}^{4.8} a_{(\lambda)} J_{(\lambda)} d\lambda / \int_0^{\infty} J_{(\lambda)} d\lambda \\ &= c_3 T^5 \int_{0.8}^{4.8} a_{(\lambda)} y_{(\lambda)} d\lambda / c_3 T^5 \int_0^{\infty} y_{(\lambda)} d\lambda \\ &= \int_{0.8}^{4.8} a_{(\lambda)} y_{(\lambda)} d\lambda / \int_0^{\infty} y_{(\lambda)} d\lambda \dots (2.7) \end{aligned}$$

この計算結果を図 2.2 に示す。

この一次輻射だけを考えた計算結果から使用する外管は色の淡いものほど効率がよいことを確認した。そこで、タングステン線の寿命を考えた線温度と、その際のまぶしさなどを考慮に入れ、さらに、二次輻射が、ヒータの輻射量にどのように影響するかを調べるため、われわれは、No. 43, No. 47, No. 48 の着色 シュランク・ガラスを外管にした赤外線ヒート・ランプを試作し、輻射計にて、その輻射量を測定した。

3. ヒート・ランプの構造

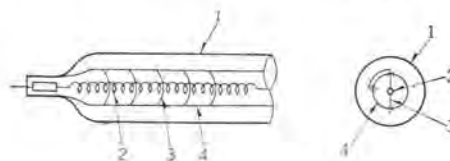


図 3.1 ヒート・ランプの構造

Fig. 3.1 Construction of heat lamp.

図 3.1 のように、タングステン線を不透明石英管の中に、タantal線にてつるし、その外側に着色 シュランク・ガラスにて封止し、排気して後、アルゴンガスを封入してある。

概略寸法は次のとおりである。

外管 (シュランク・ガラス) 径	19 φ
発光部長さ	140
タングステン線抵抗値 (Ω)	1.6

4. 輻射量の測定

輻射計の受光板は、ヒート・ランプ中心線上で、ヒート・ランプより 150 mm の所においた。輻射計は横河電機株式会社製 (大山式) を使用した。ヒート・ランプの電圧は 15~100 V 間を 5 V ごとに換え、各電圧における発熱体温度は光高温計にて、また、輻射量は輻射計にて測定し、輻射量/消

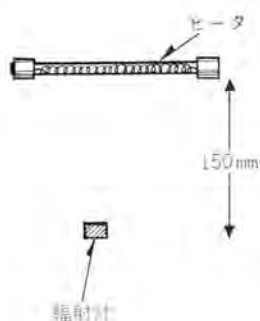


図 4.1 輻射量の測定法
Fig. 4.1 Measurement of radiating quantity.

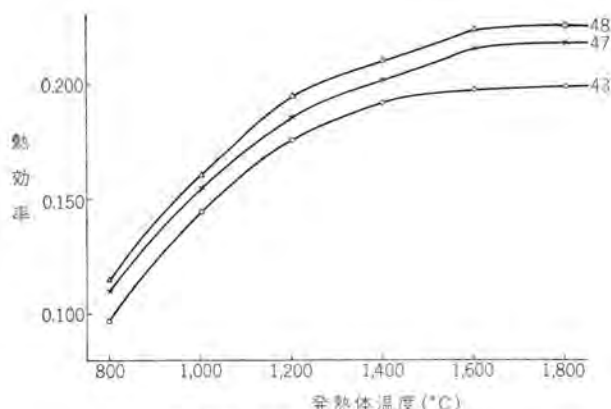


図 4.2 発熱体温度と熱効率

Fig. 4.2 Heating element temperature vs thermal efficiency.

費電力=熱効率を算出し、発熱体温度とガラスの着色との関係をしらべた。その結果を図4.2に示す。この結果からみると、図2.2に示した一次輻射だけを考えた計算結果と差があるが、これは二次輻射の影響であろうと思われる。

800°C 付近では、No. 43 は No. 48 より約 15% 低く、1,800°C には、同じく約 8% 低い。すなわち、発熱体温度の高いものほど、効率がよく、1,600°C 付近が最高である。しかし、実際に暖房器などのヒータとして使用する場合には、まぶしさの因子がはいってくるが、これは明確な定義がなく、環境による差および個人差があるが、大体の限界温度は

No. 43	1,800°C
No. 47	1,450°C
No. 48	1,400°C

であった。

以上のような測定結果から、暖房器のヒータとしては、No. 48 着色で、発熱体温度が 1,300~1,400°C のものが、種々の点で、熱効率がもっともよいだろうと判定した。

5. 試作ヒート・ランプ

上記のような試作ヒート・ランプ（曲線 A）と、現在、市販されている不透明石英管の中にニクロム線を封入した形のヒータ（曲線 B）との熱効率の比較を行なってみた。その結果を図5.1に示す。これは、いずれも 600 W を定格としたものであるが、図から明らかなように、今回の試作ヒータは、現在、市販されているものより、初期効果において、すでに、約 20% 熱効率がよい。

着色 シュラン・ガラス による赤外線 ヒート・ランプ・林・西楽

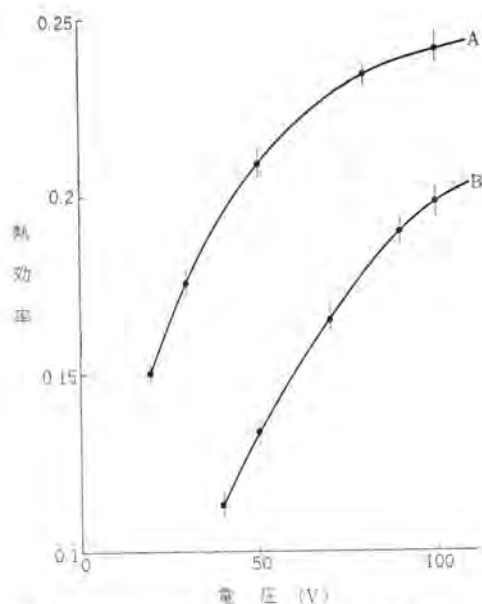


図 5.1 試作ヒート・ランプ (A) と石英管式ヒータ (B) との熱効率の比較

Fig. 5.1 Comparison of thermal efficiency between heat lamp of trial manufacture (A) and quartz tube heater (B).

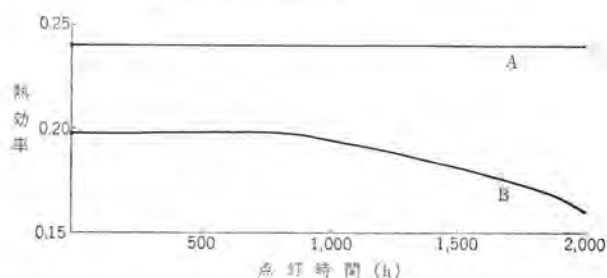


図 5.2 試作ヒート・ランプ (A) と石英管式ヒータ (B) との寿命試験結果

Fig. 5.2 Life test results of trial heat lamp (A) and quartz tube heater (B).

なお、2,000 時間点灯後における結果を図5.2に示す。ニクロム線形のは、酸化物が石英管の内面に付着して来て、輻射効率は、800 時間ごろより極端に悪くなって来る。

6. む す び

以上のように、今回の試作ヒート・ランプは、すべての点で従来の暖房器の発熱体よりすぐれている。ただし、設備費が高くつくが、これは、熱効率がよいという点で、十分、補える。たとえば、図5.2 から明らかなように 2,000 時間点灯することにより、熱効率において、約 23% の差が生じる。これは、それだけ電気代が安くつくことであり、また逆に、同じ電気量なら、それだけ暖いことである。

今後おそらく、暖房器の発熱体は、すべてこのようなタイプのものに移行して行くことであろう。

最後に、今回の研究にあたり、種々指導を賜った立原参事、ならびに、菱電機器株式会社の各位、に対し、感謝の意を表する次第である。（昭 36-7-8 受付）

半導体機能ブロック

— モレクトロニクスに関連して —

研究所 大久保利美*



1. まえがき

科学技術の長足の進歩により、電子装置は高度の性能と複雑な機能が要求されるようになり、信頼度の高い小形電子装置の開発が電子技術の当面の大きな問題となってきている。しかしふりかえてみれば電子装置は以前から自然と（よぎなく）小形化への道を歩んできたともいえる。

電子工学は真空中に放出された電子流の制御にはじまる。真空管はこの制御機構により真空管として飛躍的に伸びたが、この段階での制御は幾何学的な電極の配置で電位のセキをつくったいわゆる「機械的」なものである。つぎに出現したトランジスタで代表される半導体装置は物質内部の電子の性質を利用してエネルギーの流れを制御する方式で、これは戦時中のレーダ研究の成果がもたらしたものであり、これを契機に固体電子工学は急速に発展して今日に至っている。しかし技術革新の波はなおいっそうの要求を課し、一つの固体ブロックにできる限り多くの機能を具備させて、それだけで増幅、発振、といった複合機能が得られるような装置の出現を期待しており、このような新しい分野は多くの名称で呼ばれている。モレキュラサイエンス (Molecular Science)、モレキュラ・エレクトロニクス (Molecular Electronics)、モレクトロニクス (Molelectronics)、固体回路 (Solid Circuit)、機能ブロック (Function Block) などがその代表的なものである。いずれも目的の一つは小形化であるが、本来のねらいは動作原理の単純化による信頼度の向上にあるべきで、軽量、消費電力の減少も付随して望まれる。しかしながら現段階ではこのような雄大な構想——すなわち固体物理学が電子工学にもたらし、またもたらすと予想される盛りだくさんの知識を消化し総合して、従来の回路にこだわることなく、しかもその回路と同じ機能をもつ固体ブロックをこれらの物理現象から有効に選択する——までには至っていない。現状では材料はもっぱら半導体、

その中でもゲルマニウム (Ge) とシリコン (Si) に限られている。これはトランジスタの急速な進歩によってこれら材料の性質がよくわかってきており、種々の加工技術も進んでいるからであるが、しだいに他の半導体、磁性体、誘電体、絶縁物質や超電導物質も仲間入りをしようとしている。材料が豊富なほど各機能材料の組合せからいってすぐれた機能ブロックの実現性も当然大になるわけで、今まで現象とその存在は認められていながら応用されていなかった効果なども利用されるようになるだろうし、効果を認めながらも装置全体が大きくなるためにかえりみなかった効果も小形となって再現されることになる。しかし何回も述べるように現状はほとんどシリコンに限られている。本題を“半導体機能ブロック” (Semiconductor Function Block) としたのもこの理由からである。けれども半導体の中でもなおその一部にすぎないのであって、これから述べようとするのは、現にわれわれが行なった方式のものにすぎなくて、むしろ“PN接合ブロック”と名づけたほうが適していると思われるが、それとしても、PN接合機能中の光、熱に関連した機能には触れない。まず半導体の電気的性質からはいって、PN接合の呈する機能を説明し、それを利用した機能ブロックの設計と特性について解説して行こう。

2. 半導体の電気的性質

2.1 電気伝導度

固有電気抵抗が 10^8 から $10^{-4} \Omega \text{cm}$ くらいの物質を大体半導体と呼ぶのが普通である。結晶中を自由に動きうる電子の行路は衝突しながら複雑なジグザグ運動をするが、外部から電場がかかると衝突と衝突の間ではその方向に曲げられるので全体として電場の方向に電子が動くことになり電流となって現われる。この速度は

$$v = \mu_n E$$

μ_n は電子の移動度で、 E は電場の強さ、オームの法則から伝導度 σ は

$$\sigma = env/E = en\mu_n$$

e は電子の電荷、 n は伝導に寄与する電荷 (キャリア) の数。

代表的な半導体であるゲルマニウムでは、室温では n_0 はほぼ 2×10^{13} 電子/ cm^3 、 $\mu_n = 3,600 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{sec})$ 、これを代入するとゲルマニウムの伝導度は約 $1(\Omega \text{cm})^{-1}$ または比抵抗 $1 \Omega \text{cm}$ ということになる。理想的な絶縁物だと抵抗は無限大であるはずだし、実際のものでも $10^{13} \Omega \text{cm}$ くらいはある。一方良導体であるアルミニウムのような金属だと $10^{-8} \Omega \text{cm}$ で、これは金属では導電に寄与する自由電子数が構成する原子の数にほぼ等しく約 10^{23} cm^3 くらいだがこれはゲルマニウムにおける伝導電子数より 10^7 も多いのである。これは結晶の電子構造によるのであって、金属中では自由電子が負電荷の一樣な雲を形成し、その中に金属の正イオンが浮かんでいるといった見方がされているが、

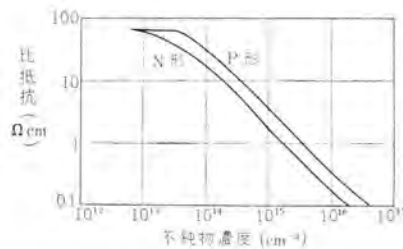


図 2.1 (a) Ge の比抵抗

半導体の場合では電子は結晶を構成させる結合の役目をもになっているので自由には動き得ない。もし温度が十分高くなると熱振動によっていわゆる電子対結合が切れて次に述べる正孔と自由電子を同数つくる可能性がある。Ge, Si では室温でこの現象が起こるので伝導性が生じ、Ge では $50 \Omega \text{ cm}$ にまでなっている。ダイヤモンドでは結合力が強いので相当高温にならないと伝導性を呈しない。

2.2 電子と正孔

熱振動以外に高いエネルギー粒子や光があたると結合が破れる。結合から離れた電子は他の完全な結晶には入り込む訳にいかないので自由電子として熱じょう乱によって結晶中をうろつくことになり、電場が加われば当然加えられた力の方向に流れて電流を運ぶ。このように電子がはじき出されるとその電子の存在していた結晶格子は不完全になる。すなわちその電子のそれまで属していた原子とその隣の原子とが電子対結合を作

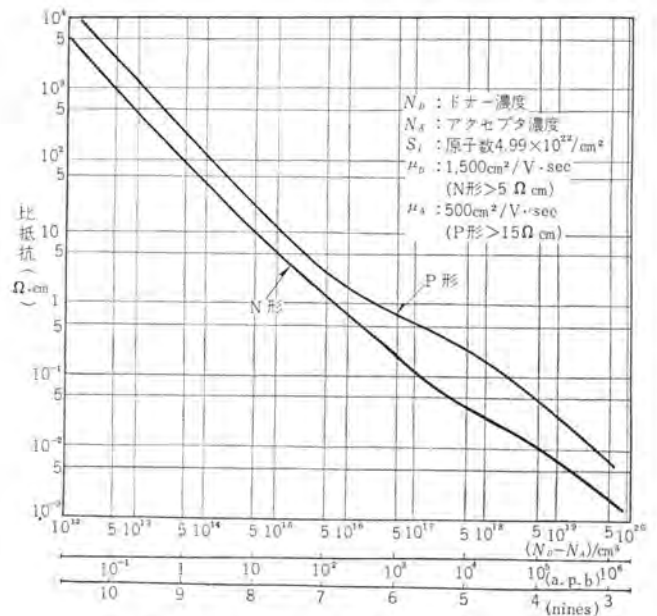


図 2.1 (b) Si の比抵抗と不純物濃度

るためには1個の電子が不足した状態になる。この結合の1個の電子が欠けたものが正孔である。これまで電気的に中性であったので正孔の存在は局部的に正電荷を作ることになり動くことができる。この正孔による伝導度は電子の場合とまったく同

表 2.1 (a) Ge 中のいろいろの不純物のエネルギー単位

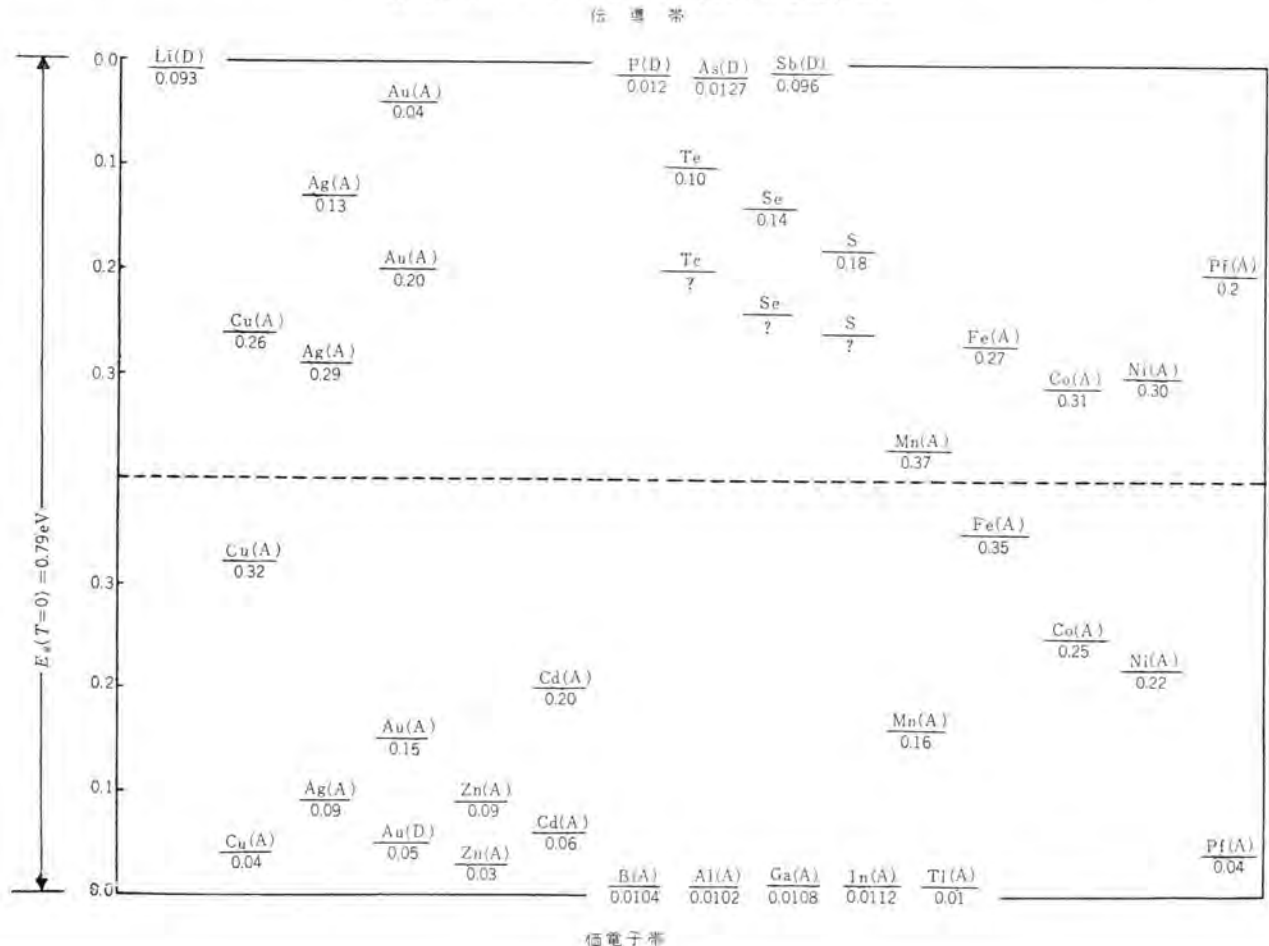
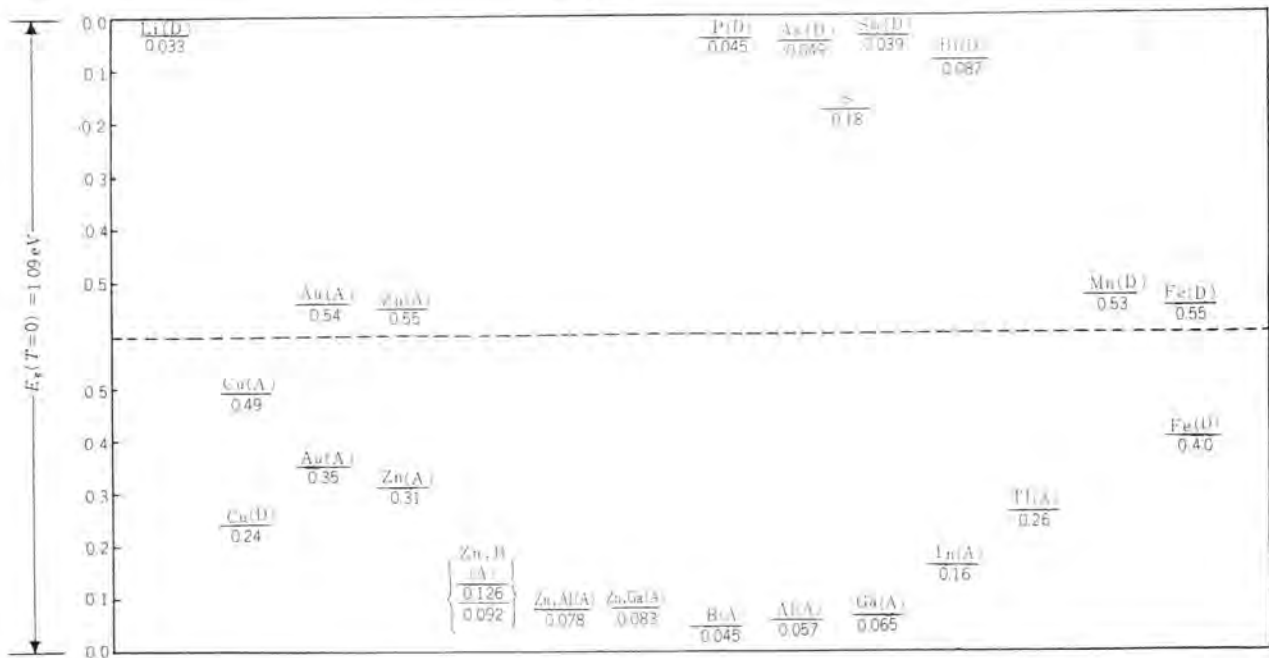


表 2.1 (b) Si 中のいろいろの不純物のエネルギー単位

伝導帯



価電子帯

様で

$$\sigma_p = pe\mu_p$$

全伝導度は

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p = ne\mu_n + pe\mu_p$$

図 2.1 は Ge と Si での関係を求めたものである。

電子と正孔との振舞は符号が反対であること以外はほとんど同じ属性をもってはいるが、結合から励起された電子（伝導帯の電子）の振舞とそこに止まっている電子（充满帯の電子）との間には本質的に差異がある。すなわち後者の電子は充满帯より伝導帯に移るには十分な刺激が必要である。すなわち結合を切るだけのエネルギー（ E_g ）が禁止帯（forbidden band）の幅として横たわることになる。ここで述べた場合は $n=p$ なる物質で純粋ないわゆる真性半導体であるが、電気的性質に関しては半導体では不純物原子の影響が大ききく、不純物原子は正常な位置の原子と入れかわったり、配列の間にわりこんだりして存在する。このようにして結晶配列中に分布した不純物からも熱振動で電子や正孔がたたき出されるが、このときに必要な活性化エネルギーは半導体原子間の結合エネルギーに比べてみんな小さい。自由電子のする不純物をドナー、正孔のできるものをアクセプタと呼んでいる。不純物をどちらかの種類に制御すると、ある温度以上では電流に寄与する電荷キャリアがほとんどドナーからの自由電子またはアクセプタからの正孔のいずれかである材料を作ることができる。前者を N 形、後者を P 形と呼ぶ。表 2.1 は Ge および Si 中のいろいろな不純物のエネルギー単位を測定した結果を示す。伝導帯に近い準位の不純物ほど電子を、充满帯に近い準位の不純物ほど正孔を束縛する力が弱いので自由になりよいが、室温では 0.026 eV の熱エネルギーが与えられるので使用されているほとんどの不純物ではその電子なり正孔を開放していることになる。熱平衡にある試料のキャリアについて考察すると、N 形だとドナーによる自由電子のほかにその温度

P	P	P	N	N	N
100	1	0.1	100	1	0.1
$(\Omega\text{-cm})^{-1}$	$(\Omega\text{-cm})^{-1}$	$(\Omega\text{-cm})^{-1}$	$(\Omega\text{-cm})^{-1}$	$(\Omega\text{-cm})^{-1}$	$(\Omega\text{-cm})^{-1}$
$p_p = 3.68 \times 10^{17}$			$n_n = 1.75 \times 10^{15}$		
	$p_p = 3.68 \times 10^{15}$	$p_p = 3.68 \times 10^{14}$		$n_n = 1.75 \times 10^{13}$	$n_n = 1.75 \times 10^{12}$
$n_i = 2.50 \times 10^{13}$		$n_p = 1.70 \times 10^{12}$		$p_n = 3.57 \times 10^{11}$	$p_n = 3.57 \times 10^{10}$
$n_p = 1.70 \times 10^8$			$p_p = 3.57 \times 10^8$		

図 2.2 Ge のキャリア濃度

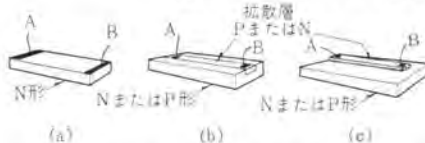


図 2.3 半導体抵抗

で熱的刺激によっても正孔が生じており、電子は多数キャリア、正孔は少数キャリアとして存在している。半導体理論から自由電子の濃度を n 、正孔濃度を p とすると、これらの積は

$$np = AT^3 \exp(-E_g/kT)$$

$$np \approx n_i^2$$

これはエネルギー幅 E_g と温度だけに依存する。 n_i を真性キャリア濃度と呼ぶ。図 2.2 は伝導度の特定値の Ge における多数キャリアと少数キャリアの値を上関係式から求めたものである。

〔応用〕 このように半導体では比較的広い範囲にわたって抵抗値を制御できるわけで、ヒ素を入れた N 形 Ge で比抵抗は 43~0.005 Ωcm のものが得られており、半導体母体を抵抗体と

して使うことも十分可能であり、とくに半導体装置の温度補償抵抗として適している。なお不純物の投入は溶解状態中に溶け込ますほかに、不純物ガスを固相の半導体表面に拡散浸入させる方法や、不純物を含む半導体ガスを堆積させる技術が開発されたので、抵抗被膜として $0.1\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ の範囲のものが得られ、輪郭の化学エッチなどの処理で許容誤差 10% におさえることができる。図 2.3 (a) は母体抵抗、(b)(c) は薄い拡散層を使ったものである。

2.3 電子および正孔の易動度

電子および正孔の易動度は電場当たりの平均ドリフト速度として定義されるが、電子と正孔では平均ドリフト速度はその運動機構が異なるので異なった値をとる。衝突と衝突の間の平均自由時間 (τ_f) で電場 (E) によってうる平均ドリフト速度 $\langle v \rangle$ は

$$\langle v \rangle = - (e\tau_f/m)E$$

したがってドリフト易動度 μ は $\mu = \langle v \rangle / -E = e\tau_f/m$

$$\sigma = n_e e \mu = n_e e^2 \tau_f / m$$

易動度はまたホール効果からも測定することができる。これまで伝導度を検討するのに少数キャリアの振舞についてあまり触れなかった。図 2.2 に示されるように不純物半導体では確かに少数で無視されてよい。しかし半導体の応用では欠くことのできないものであり、二種類のキャリアの易動度差が大きいと役割は顕著で、その密度が低いために結晶の不完全性にいちじるしく影響される。この不完全性というのは格子間におりこんだ原子とか、空孔、転位といったものであるが、これらはキャリアのトラップとなり、正孔と電子の両者を捕獲するとき、再結合中心 (recombination center) という。伝導帯の電子と充満帯の正孔とが再結合することは比較的少なく、外部から少数キャリアが注入されるときトラップの平衡がみだされる。N 形に正孔が余分にはいりこんだときを考えると、正孔はトラップにはいり込んでいる電子と再結合するまで結晶中をさまようことになる。このさまよう時間をキャリアの寿命 (life-time) と呼ぶ。

〔応用〕高純度の材料が半導体電子装置に必要とされるのは少数キャリアの寿命が長いことが要求されるからで、トランジスタ製作に当たっていちばん望まれるのは寿命の長い完全単結晶であり、同時に不純物の厳密な制御、すなわち比抵抗の制御である。また高周波トランジスタには易動度も大きいことが望ましい。半導体装置のほとんどが少数キャリアの振舞を利用しているといっても良いくらいである。とくに変わった利用としては、シリコンの PNP スイッチくらいでこれは少数キャリアの少ないうちにはトラップにつかまえられるが、だんだんその数が増すとトラップが埋められて電流が急に流れやすくなるという現象を使っている。Ge ではこのような性質がないので、低い値から急に電流が増大する機構をつくる必要がある。そのために PNP のエミッタの次の N 層を拡散距離より長くする。こうすると注入された正孔がこの層を通過するうちに減少してシリコンと同様の効果を与えることができる。このような構造のものをロングベース形 PNP スイッチと呼んでいる。

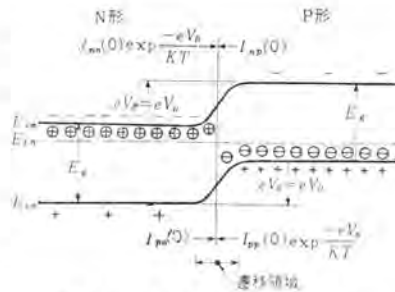


図 3.1 PN 接合のエネルギーレベル

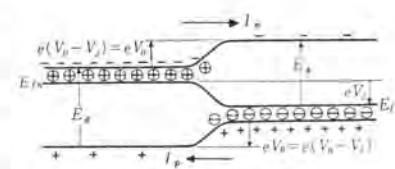


図 3.2 順方向 PN 接合

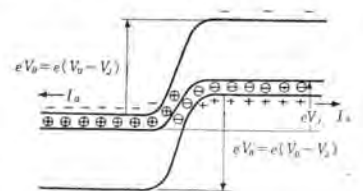


図 3.3 逆方向 PN 接合

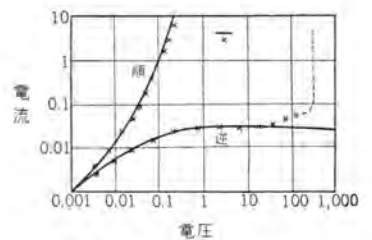


図 3.4 整流 PN 特性

3. PN 接合の機能

3.1 整流特性

ひとつの結晶内部で N 形から P 形に変化しているときその境界面を PN 接合の遷移領域という (図 3.1)。ふつうわれわれが観測できるのは電極から外部回路に流れる電流で、この電流は電子と正孔に起因しているので、接合を横切る電子と正孔の振舞を調べる必要がある。接合を横切る多数キャリアの運動に対して伝導帯と充満帯ともに障壁が存在する。P 形から N 形へ向かう電子による電流を $I_{np}(0)$ とすると、熱平衡の状態では N 形から P 形へ障壁 V_B をのりこえてくる電流は $I_{pn}(0) \exp(-eV_B/kT)$ で示されるので PN 接合を流れる正味の電流はゼロとなっているわけだ

$$I_{np}(0) = I_{pn}(0) \exp(-eV_B/kT)$$

$$\text{同様に } I_{pn}(0) = I_{np}(0) \exp(-eV_B/kT)$$

電流の流れないときの V_B を拡散電圧 V_D と呼ぶ。外部電圧 V_j を加えると障壁電位 $V_B = V_D - V_j$ となる。このとき $I_{np}(0)$ 、 $I_{pn}(0)$ は変化しないが上式右辺は変化するので電流が流れ

$$I_j = [I_{pn}(0) + I_{np}(0)] \cdot (\exp eV_j/kT - 1)$$

これはダイオードの整流特性の基本式。図 3.2 は $V_j > 0$ で順方向で電流は急に増大する。図 3.3 は $V_j < 0$ で逆方向で飽和電流 $-I_0 = -[I_{pn}(0) + I_{np}(0)]$ に収束する (図 3.4)。 I_{np} 、 I_{pn} をキャリア濃度の差による拡散現象によるものとして解析する。拡散定数を D 、拡散に時間 (τ) 間に通過する距離を L とすると、 $L = \sqrt{D\tau}$ の関係が成立し、

$$I_{pn}(0) = \frac{eD_p p_{n0}}{L_p}, \quad I_{np}(0) = \frac{eD_n n_{p0}}{L_n}$$

p_{n0} 、 n_{p0} はそれぞれ N および P 領域に存在していた濃度で P および N 領域のアクセプタ、ドナーをそれぞれ N_a 、 N_d とすると $p_{n0} = n_i^2/N_a$ 、 $n_{p0} = n_i^2/N_d$ が $p \cdot n = n_i^2$ から求められ、

$$I_0 = en_i^2 (D_p/L_p N_a + D_n/L_n N_d)$$

この式は P、N それぞれの比抵抗のわかっているときに逆方向の飽和電流を求めるのによく使われる。

3.2 注入効果

トランジスタのエミッタとしてPN接合を使うのが普通であるが、このときは少数キャリアをできるだけ多い割合で注入する必要がある。上の式で N_B , N_d のドーピングの量を制御すると少数キャリアをほとんど1種類にすることができる。PNPトランジスタではエミッタPからベースN領域へ流れる正孔電流と全エミッタ電流との比をエミッタ効率 (γ) と呼ぶ。

$$\gamma = \frac{D_p L_p N_d}{D_n L_n N_a + D_p L_p N_d} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma_n L_n}{\sigma_p L_p}}$$

アインシュタインの関係式 $\mu/D = e/kT$ を使い、 σ_n はNベース域、 σ_p はPエミッタ域の伝導度を示す。 γ が1に近いほどよい訳で $\sigma_p \gg \sigma_n$ がよいことがわかるが、もう少し詳しくみるとP形 $100(\Omega\text{cm})^{-1}$ 、N形 $1(\Omega\text{cm})^{-1}$ のとき、図2.2より

$$\begin{aligned} p_p &= 3.68 \times 10^{17} & n_p &= 1.70 \times 10^9 \\ p_n &= 3.57 \times 10^{11} & n_n &= 1.75 \times 10^{15} \end{aligned}$$

上の γ の式で L_p はベース幅で限定され、それを 0.025mm 、 $L_n = 1.5\text{mm}$ とすると $\gamma = 1/(1+0.00017)$ という値になる。少数キャリアの影響を考えるとN領域へ注入された正孔の濃度は接合の近傍で $p_{e0} = p_n \exp eV_{e0}/kT$ 、P領域へ注入された電子は $n_{e0} = n_p \exp eV_{e0}/kT$ 、順方向バイアスが 0.1V なら

$$\begin{aligned} p_{e0} p_n &= n_{e0} n_p \approx 50 \\ \therefore p_{e0} &= 50 \times 3.57 \times 10^{11} = 1.78 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3} \\ n_{e0} &= 50 \times 1.70 \times 10^9 = 8.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3} \end{aligned}$$

このような注入により多数キャリアの濃度に変調がおきる(伝導度変調) N領域の電子の濃度は

$$n = N_d + p \quad (n_n = N_d + p_n)$$

したがってN領域では 0.1V の順方向電圧で正孔の濃度が 3.57×10^{11} から $1.78 \times 10^{13}/\text{cm}^3$ に増し、増加分は $1.74 \times 10^{13}/\text{cm}^3$ だが、多数キャリアの電子の増分は $(11,500+174) \times 10^{11} = 1.7674 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ で、絶対数が同じでもその増加の割合は 1% にすぎない。P領域ではなおいっそう小さくなる。注入が大になると多数キャリアの増分も無視できなくなり、伝導度変調や注入効果の減少などがより顕著に出る。

〔応用〕ダブルベースダイオード 図3.5に示すような構造でGeを使うときはベースはN形で $\rho = 15 \sim 40 \Omega\text{cm}$ くらいのものがつかわれ、PN接合が順方向になるのは接合下部のベースの電位(C)でできるもので V を上げると逆バイアスから順方向に変化する。PN接合が順バイアスされると注入された少数キャリア(正孔)は電場 (E_0) のためにドリフトするが、注入によりN形Geは伝導度変調をうけ接合から下の部分の抵抗を非常に下げ、負性抵抗を発生する。

3.3 接合容量

PN領域のいちばん重要な効果は接合容量と蓄積容量である。接合の近傍では電位が大きく変化していて、そのためキャリアは全然なく(このため空乏層ともいう)しかも電気的に中性の状態、電荷、電位曲線はPoissonの方程式によって示される。ここではキャリアは存在しないがドナーとアクセラタは存在するので、この電荷が空間電荷層として固定しており、バイアスによってその幅が変化する。したがって電流は印加電圧によるもの

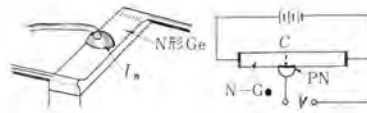


図3.5 ダブルベースダイオード

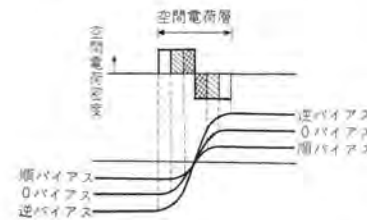


図3.6 空間電荷層の電圧依存性

Alloy	E-C	C-B	E-B
Diffused alloy	E-C	C-B	E-B
Rate grown	E-C	C-B	E-B
Diffused base	E-C	C-B	E-B
Surface barrier	E-C	C-B	E-B
Diffused double mesa	E-C	C-B	E-B
Micro alloy diffused	E-C	C-B	E-B

図3.7 トランジスタの濃度分布

と印加電圧の変化によるものとが流れることになる。この後者は容量性で接合容量として寄与する。また多数キャリアも逆バイアスのときには接合容量をひきおこす。接合容量は空間電荷層の接合電圧による幅の増減により生ずる(図3.6)。接合状態は、境界のはっきりした階段状のものと成長形のように傾斜状のものとに大別して容量の電圧依存性を解析する。

(1) 階段状接合

P領域の幅 $W_p = [2kV_B/eN_d(1+N_d/N_a)]^{1/2}$
N領域 N_d なら、接合の幅 ($W_B = W_p + W_n$) は

$$W_B \approx (2k\mu_n V_B / \sigma_n)^{1/2}$$

Geの場合だと $W_B \approx 3.4 \times (V_B / \sigma_n)^{1/2} \times 10^{-4} \text{ cm}$

接合容量 $C_J = dQ/dV_B$ より

$$C_J = (ekN_d N_a)^{1/2} [2(N_a + N_d)]^{-1/2} V_B^{-1/2}$$

$N_a \gg N_d \gg n_i$ なら

$$C_J = \left(\frac{ek}{2} \right)^{1/2} \left(\frac{N_d}{V_B} \right)^{-1/2} \begin{cases} \text{Ge: } C_J = 3.4 \times 10^{-4} (N_d/V_B)^{1/2} \text{ pF/cm}^2 \\ \approx 1.4 \times 10^{-4} \left(\frac{\sigma_n}{V_B} \right)^{1/2} \text{ pF/cm}^2 \\ \text{Si: } C_J = 2.92 \times 10^{-4} (N_d/V_B)^{1/2} \text{ pF/cm}^2 \end{cases}$$

(2) 直線傾斜状接合

$$C_J = k^{1/2} (a/12V_B)^{1/2} \quad \text{ただし } a \text{ は濃度コウ配}$$

〔応用〕いわゆる可変容量ダイオードは、この電圧依存性によるもので、同調用の容量として重要視されているほか、パラメトリック増幅用ダイオードとして脚光を浴びている。この場合には電圧による容量の変化の大きいほど望ましい訳で $C_J \propto V^{-\alpha}$ の α が大きいほどよい。Retrograde (逆行) 接合では $\alpha \approx 1$ となる。図3.7はトランジスタのいろいろな構造のものの不純物分布をまとめたものである。

3.4 拡散容量

順方向にバイアスすると接合容量は幅が狭くなるため増大するが、このほかに“蓄積”とか“拡散容量”と呼ばれる効果がある。注入現象により少数キャリアがそれぞれ拡散してゆくがさきに述べたようにこれを中和しようとして外部回路より多数キャリアが流入する。これら全電荷は電荷の拡散方程式で電荷密度を積分すればよい。少数電子キャリアの蓄積によって生ずる容量 C_n は

$$C_n = e^2 n_{p0} L_n / kT \exp eV_J / kT$$

P領域での正孔によるものを加えると

$$C_D = C_n + C_p = e^2 kT (n_{p0} L_n + p_{n0} L_p) \exp eV_J / kT$$

C_D はバイアスで急激に増大し、電流に比例する。したがって順方向の容量は電荷の運動と蓄積によるものと、拡散電流による接合容量とからなることになる。

〔応用〕 トランジスタでは

$$C_n = (L_n^2/D_n)g_n$$

ここで $g_n = eD_n n_{p0}/L_n \cdot e/kT \exp eV_J/kT = I_n \cdot e/kT$

C_p も同様の関係で

$$C_n = \frac{L_n^2}{D_n} g_n + \frac{L_p^2}{D_p} g_p$$

$$C_p = \tau_n g_n + \tau_p g_p$$

どちらかがほとんどを占めるので正孔電流のときは

$$C_p \cong \tau_p g_p$$

大体拡散容量はエミッタ電流に比例して増大する。しかし半導体装置ではこの蓄積効果が使用周波数の上限をおさえることになる。少数キャリアの生存時間より短い時間で電圧の反転がおきる場合には、その瞬間流れていた順方向電流がほとんどその大きさを変えず逆転して流れ、やがて飽和電流に落ちつく。この現象を蓄積効果と呼び、真空管における空間電荷と同様な振舞をもつもので、積極的に利用すれば有用な装置となりうる。

3.5 逆方向の breakdown

理想的な PN 接合だと飽和抵抗 $-I_0$ は電圧に依存しないはずだが、実際にはそうはならない。それは表面の不整による表面漏れ電流と半導体内の再結合中心のための大きな空間電荷電流およびいわゆる breakdown による。寿命の向上で空間電荷電流は小さくなり表面電流が主として原因となるがこれも表面処理技術の発展で相当小さくなっている。問題としてのこるのは breakdown 現象で、これはある電圧 (V_Z) で電流が急激に流れることである。その電流は普通外部回路抵抗でだけ定まる。この現象の機構は二つ考えられ、Zener breakdown と Avalanche breakdown である。接合部の幅が比較的狭いときに前者、広いときは後者の現象が支配的になるが、breakdown 電圧 V_Z の温度仮定が前者は負、後者は正であることで区別される。Zener 効果とは図 3.8 のように高電場 (約 3×10^5 V/cm) では電子が量子力学的トンネル過程で禁止帯を透過する現象で、温度が上がると禁止帯の幅が狭くなるのでトンネルする確率が増大するためより低い電圧で Zener breakdown がおきる。階段状の場合には Si で臨界の最高電場を 2.5×10^5 V/cm とすると Zener breakdown 電圧は $V_Z = 39\rho_n + 8\rho_p$ で与えられる。この式は実験と完全に一致しない。たとえば $0.1 \Omega \text{cm}$ の N 形 Si (P 形の抵抗は無視) で V_Z は約 15 V で式からは 3.9 V である。 ρ_n 以外の項が V_Z に関係していることになる。

PN 接合を逆バイアスすると逆電流は接合を通る少数キャリアのドリフトによって流れる。電圧をどんどんあげるとキャリアが加速され、シリコン原子から束縛されていた価電子をたたき出し、これにより電子、正孔がねずみ算的に増大する。いわゆる Avalanche 現象により電流が急増する。Avalanche 理論で重要な因子はイオン化係数 α で、これは電場の下でキャリア一つが 1 cm 走る間に作り出す電子・正孔対の数である。だいたい接合にかかる電場の強さが 200 kV/cm で α は約 800, 500 kV/cm で

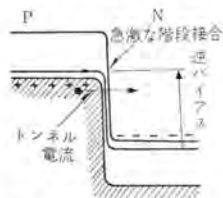


図 3.8 Zener 効果

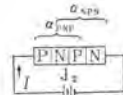


図 3.9 PNPN スイッチ

60,000 といった値である。(合金形のダイオードだと breakdown 電圧は比抵抗で制御しうる。N 形が P 形より高い電圧で breakdown するのは μ_n が μ_p より大きいことによる) Si でこれら二つの機構の breakdown の分れ目は大体 $V_Z = 6$ V ぐらいの所とされており、6 V より低くなれば Zener breakdown が主となり、6 V 以上になるとだんだん Avalanche breakdown がその原因となる。

〔応用〕 エキダイオード。PN 接合で両領域の不純物濃度を極端に多くする ($> 10^{19} \text{cm}^{-3}$) と、順方向バイアスで少しは注入効果も生ずるが、電流は主として Zener 電流で、高濃度のため接合の空間電荷層が 100 Å 以下になり、N 形伝導帯の電子は P 形の充満帯の空の部分にトンネル効果により移動して電子のエネルギーおよび運動量が保存される。このようなバンド構造の特異性から負性抵抗がでてくる。

Avalanche による装置は最近とくに注目されており PNPN スイッチで代表される (図 3.9)。これは PNP と NPN トランジスタを結んだものと等価で、ただコレクタ接合が強電場となる。それぞれの電流増幅率を α_{pnp} , α_{npn} としてコレクタ接合 J_2 における正孔と電子の Avalanche 増倍係数を M_p , M_n とすると、ここを流れる電流 I は

$$I = I_{c0} / [1 - (M_p \alpha_{pnp} + M_n \alpha_{npn})]$$

I_{c0} は接合 J_2 の漏れ電流、 M はイオン化係数 α および障壁の幅 w と次の関係にある、 $1 - 1/M = \int_0^w \alpha(E) dx$ 。電圧が低いと Avalanche がおこらないから $M_n = M_p = 1$ 、breakdown 電圧に近づくと電場が強まり Avalanche がおき M が増す、 I が増大し、 $M_p \alpha_{pnp} + M_n \alpha_{npn}$ が 1 になると J_2 はつぶれて順方向特性とよく似た状態に移行する。すなわち OFF から ON にスイッチしたことになる。

3.6 順バイアスによるリアクタンス

PN 接合で順方向にバイアスすれば注入効果および伝導度変調といった主要な現象がおきることは先に述べた。さらにこれらの現象が電気回路的な効果として現われるものとして拡散容量をもあげた。しかしこのほかに誘導性を呈することにふれる必要がある。順方向では接合容量は相当大になり、エキダイオードではその周波数限界を決定する大きな要素となる。つぎにベース領域について考察する。ある領域がリアクタンスの性質を示すとき、それが容量性か誘導性であるかを厳密に区別することはむずかしいが、直感的に電荷の振舞から推定することはできる。容量的な現象は平面コンデンサの充電過程に類似していると思われる。いま、容量 C と抵抗 R とが直列で、電圧 E を加えたときの過渡的現象をみると、その容量に充電される電荷 q と電圧との関係は

$$R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = E$$

この解は $q = CE \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right]$

電流 i は $i = \frac{dq}{dt} = \frac{E}{R} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$

これより容量性というのは時間とともに系にたくわえられる電荷は増加して飽和に近づく傾向があり、電流のほうはそれにつれて減少してゆく。一方誘導性のほうは C のかわりに L を挿入して、電流と電圧の関係はよく知られているように

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E$$

$$\text{電流 } i \text{ は } i = \frac{E}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right]$$

電流が時間とともに増大する。これからわかるように電流——電圧の関係が容量性と誘導性として逆の関係にある。

さて、PN 接合の順バイアスについて考えると、注入効果によってN領域に正孔がはいり込むことになるが、この電荷の振舞でリアクタンスがきまる。普通ベースの抵抗が低くそのため電圧がかからず電流の運ばれるのが拡散電流だけの場合では、時間とともに存在する電荷は増大するが濃度コウ配が減少するので、拡散電流は初期より減少して容量的性質を示す。これが拡散容量で、電荷がたくわえられることから蓄積容量ともいわれる。いまもし、ベース抵抗が高くて先に示したように注入量が多いと伝導度変調が顕著に現れてくる。すなわち電場がベース

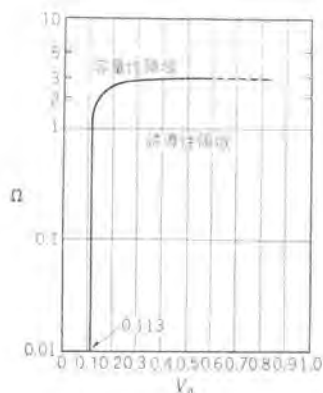


図 3.10 PN リアクタンスの特性

に加わり $J = \sigma E$ の伝導電流が流れるが、 σ は一定でなく、キャリアの濃度と注入現象に依存する。初め σ_1 であったのが、注入により変調されて $\sigma_2 (\sigma_2 > \sigma_1)$ となる。しかしこの増加は正孔が拡散により広がるので、電圧を加えたときにおこるのではなく、走行時間 $\Delta t = d^2/2D$ くらい (d は間隔、 D は拡散定数) かかる。いずれにしろ、伝導度が增大して電流が増加する傾向にある。すなわち誘導性である。したがって PN ダイオードが誘導的な性質を示す条件は、ベースの比抵抗が高くて電荷を掃きだす電場が存在し、高注入で伝導度変調によって電流が初期値より増大することである。高周波になれば蓄積効果がおきるのでふたたび容量性となることは簡単に理解できよう。図 3.10 は PN 接合部に加わる電圧とベース電圧とが等しく V_0 なる構造のときのリアクタンスの様子を周波数をかえて調べたもので、バイアス 0 のときは容量リアクタンスが大でバイアスを増すにつれて両方とも減少するが、容量性のほうが早く減るのである。バイアスでリアクタンスは 0 (共振) となり誘導性うつる。抵抗は $\Omega^2 = d^2/2D \cdot \omega$ で拡散走行時間と周波数の積 (走行角) である。一般にダブルベース・ダイオードをつかうと便利である。

3.7 応用装置

いろいろ PN 接合の機能をあげてきたが、何といってもその代表的なものがトランジスタで、製法もトランジスタ技術で十分である。ほとんどの機能が幾何学的な構造とトランジスタのベースにおける不純物濃度で左右されるようなものである。トランジスタの構造のちがったものについては図 3.7 で表になっているが、その機能はトランジスタについて、ベース接地で使うときエミッタ・ベースのインピーダンスは順方向バイアスで数十 Ω くらいだが、ベース

コレクタのインピーダンスは逆方向にバイアスしてあって数百 $k\Omega$ 以上にもなっている。注入効果によって正孔がベースにはいりこむが、ベース層があまりにも薄いためにベース端子に達せず、コレクタへ到着する。このために電流増幅とはいえないが、低インピーダンスのエミッタ電流がそのまま高インピーダンスのコレクタ電流となるので、このインピーダンスの比だけ電圧増幅したことになる。

応用としてそれぞれの機能に直接関係のある装置の説明を簡単にしてきたが、単一の機能で完全に解釈できるものはもちろんない。まとめる意味で列記すると次のようになる。

- (1) 高抵抗体 電界効果形トランジスタ、ダブルベースダイオード、テクネトリオン
- (2) 注入効果 電界効果形以外のほとんどの装置
- (3) 伝導度変調 フィラメント形トランジスタ、ダブルベースダイオード、補極付トランジスタ、インダクタンスダイオード
- (4) 拡散現象 ほとんどの装置
- (5) 逆バイアスの空間電荷層 トランジスタ、電界効果形トランジスタ、可変容量ダイオード、スベイススタ、デブリスタ、ネジスタなど
- (6) Avalanche PNPN スイッチ、Avalanche ダイオードおよびトランジスタ、Avalanche 注入ダイオード
- (7) Zener 現象 エザキダイオード、Zener ダイオード

4. 半導体機能ブロック

PN 接合の機能について大ざっぱに解説してきたが、この機能をつかって単一ブロックの電子装置を構成させることはそう容易な仕事ではない。トランジスタにしろその回路のほとんどは電子管回路のおきかえにすぎない。そのためにトランジスタの特性が従来の回路設計では難点とされるものがあり、トランジスタなればこそといった回路は割合に少ない。こういった実情なのでとくに半導体の特長を発揮しなければならない機能ブロックでもあえて従来の回路と類似的なものを構成しなければならない。こういった訳で、これまでいろいろところで開発されてきたブロックのほとんどがそれに等価な回路と同じ形式であるとみてよい。もちろん PNPN スイッチやエザキダイオードの出現で独特の新しい回路が生まれでてきてはいるので、段々と解決されてゆくものと思われる。

われわれが試作し今発表した半導体機能ブロックを例にとってその動向をうかがってみよう。

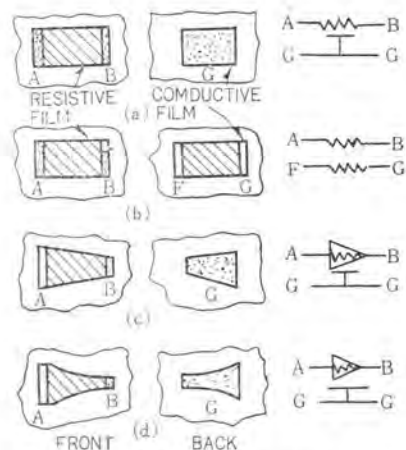
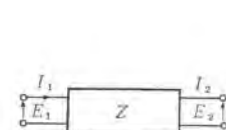


図 4.1 分布定数回路

表 4.1 回路網のインピーダンス

回路網	インピーダンス
	$Z_{11}=Z_{22}=\frac{R \cosh \sqrt{Tp}}{\sqrt{Tp}}$ $Z_{12}=Z_{21}=\frac{R \sinh \sqrt{Tp}}{\sqrt{Tp}}$ $T=RC$
	$Z_{11}=\frac{2R \tanh \frac{\sqrt{Tp}}{2}}{\sqrt{Tp}}$ $Z_{12}=Z_{21}=\frac{R \tanh \frac{\sqrt{Tp}}{2}}{\sqrt{Tp}}$ $Z_{22}=\frac{R \coth \sqrt{Tp}}{\sqrt{Tp}}$ $T=RC$
	$Z_{11}=Z_{22}=\frac{(1+n)R \cosh \sqrt{Tp}}{\sqrt{Tp}}$ $Z_{12}=Z_{21}=\frac{(1+n)R \sinh \sqrt{Tp}}{\sqrt{Tp}}$ $T=RC$
	$Z_{11}=\frac{2nR}{(1+n)\sqrt{Tp}} \left[\frac{\sqrt{Tp}}{2} + \frac{1}{n} \tanh \frac{\sqrt{Tp}}{2} \right]$ $Z_{12}=Z_{21}=\frac{2nR}{(1+n)\sqrt{Tp}} \left[\frac{\sqrt{Tp}}{2} - \tanh \frac{\sqrt{Tp}}{2} \right]$ $Z_{22}=\frac{2nR}{(1+n)\sqrt{Tp}} \left[\frac{\sqrt{Tp}}{2} + n \tanh \frac{\sqrt{Tp}}{2} \right]$ $T=RC$
	$Z_{11}=Z_{22}=\frac{R}{(1+n)\sqrt{Tp}} \left[n\sqrt{Tp} + 2n \cosh \sqrt{Tp} + (1+n)^2 \coth \sqrt{Tp} \right]$ $Z_{12}=Z_{21}=\frac{R}{(1+n)\sqrt{Tp}} \left[n\sqrt{Tp} - 2n \cosh \sqrt{Tp} - (1+n)^2 \coth \sqrt{Tp} \right]$ $T=RC$



$$E_1 = Z_{11}(p)I_1 + Z_{12}(p)I_2$$

$$E_2 = Z_{21}(p)I_1 + Z_{22}(p)I_2$$

$$Z_{12} = Z_{21} \text{ (能動素子がないとき)}$$

$$Z_{11} = Z_{22} \text{ (対称な回路のとき)}$$

図 4.2 4 端子網

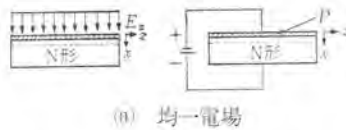
4.1 半導体 PN 分布回路

PN 接合の機能の結合による半導体分布定数回路の構成は、今までの集中抵抗、容量、インダクタンスの結合による回路と相当異なったものとなるのは当然だが、まず一様な分布定数回路について検討しよう。この場合の例としては、超小形化方式の一つである マイクロモジュール などてつかわれているもので、真空蒸着法などにより高誘電体基板の上に抵抗被膜や電極を蒸着させた分布 CR 回路をあげる。図 4.1 (a) および (b) は一様な面抵抗をもち、容量も単位面積当たり一定である。これらはいさばん簡単な分布定数回路でその解析も比較的容易である。図 4.1 (c), (d) はテーパのついた伝送線に類似しているが数学的に等価でない。これらの回路を 4 端子網としてパラメータを使って計算する。図 4.2 で p は微分演算子 (d/dt) で Z は端子の電圧と電流を関係づけるものである。 p のかわりに $j\omega$ を入ると定常状態での特性がえられる。図 4.1 (a) を例にとって計算する。単位長当たりの抵抗を r 、容量を c 、全長を l とすると、

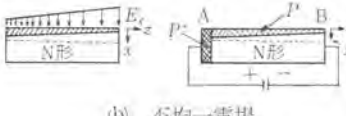
$$dV/dx = -I \cdot r, \quad dI/dx = -V \cdot c \cdot p \quad (p=j\omega)$$

これを解くと、

$$V = (-1/cp) dI/dx$$



(a) 均一電場



(b) 不均一電場

図 4.3

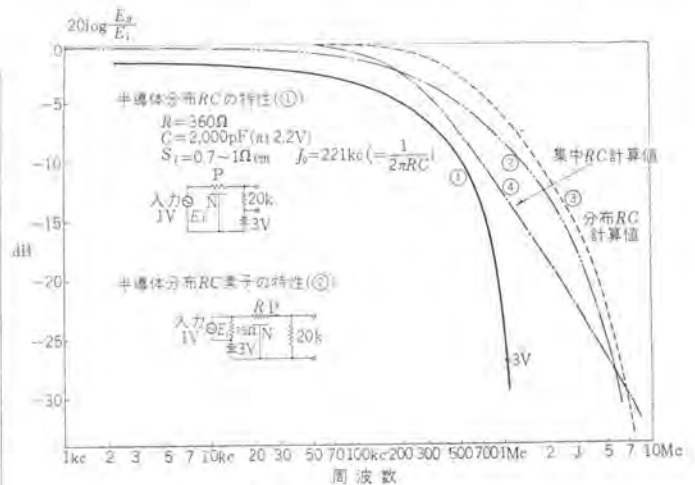


図 4.4 減衰特性

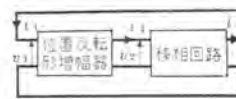


図 4.5 移相形発振回路

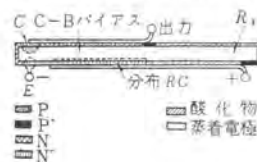


図 4.6 並列 C 形回路

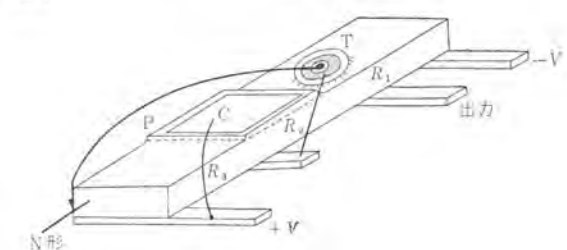


図 4.7 機能ブロック

図 4.8 機能ブロック

$= \sqrt{r/cp} \{ -B_1 \exp(\sqrt{rcp} \cdot x) + B_2 \exp(-\sqrt{rcp} \cdot x) \}$
 ここで入力端 ($x=0$) で $V=V_1$, $I=I_1$, 出力端 ($x=l$) ではそれぞれ V_2 , I_2 とし、 $rl=R$, $cl=C$ を代入すると
 $I_2 = -I_1 \cosh \sqrt{RCp} + \sqrt{cp} \cdot V_1 \sinh \sqrt{RCp}$
 $V_2 = V_1 \cosh \sqrt{RCp} - \sqrt{r/cp} \cdot I_1 \sinh \sqrt{RCp}$
 これを Z パラメータによる表現式に変形し $\sqrt{r/cp} = R/\sqrt{RCp}$, $RCp = Tp$ を代入すると
 $V_1 = \{ R \coth \sqrt{Tp} / \sqrt{Tp} \} \cdot I_1 + \{ R \operatorname{cosech} \sqrt{Tp} / \sqrt{Tp} \} \cdot I_2$
 $V_2 = \{ R \operatorname{cosech} \sqrt{Tp} / \sqrt{Tp} \} \cdot I_1 + \{ R \coth \sqrt{Tp} / \sqrt{Tp} \} \cdot I_2$
 表 4.1 は簡単な数例について インピーダンス の計算をしたものである。このような分布回路網でもテーパなどにより各パラメータを長さ方向に変化させるが、半導体ではこのような寸法によるもの以外に印加する電圧によって定数値が変化することは前に述べたが、図 4.3 (a), (b) はその効果を図解したもので、このように PN 接合分布定数回路では r, c がともに電圧によって変化するので簡単に解析できないし、また、このためにいろいろ変わった性質をもつことにもなる。図 4.1 (a) の形の構造のものについて比較する。(口絵写真の左下にみえるのがその Si 測定試料)。シリコンは N 形の $0.7 \sim 1 \Omega \text{ cm}$ を基板とし

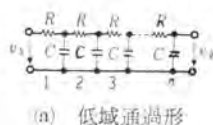


図 4.9 ハシゴ形濾波器

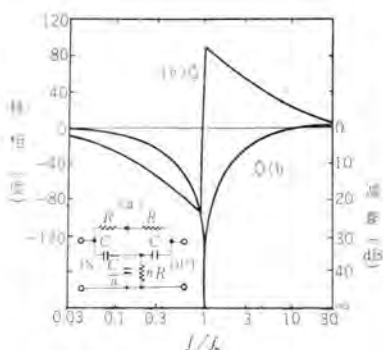


図 4.10 並列T形濾波器

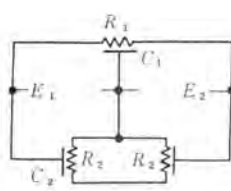


図 4.11 ノッチフィルタ

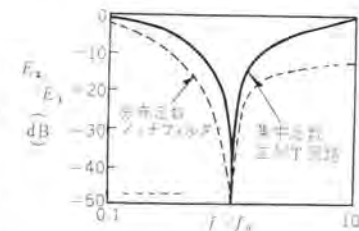


図 4.12 減衰特性

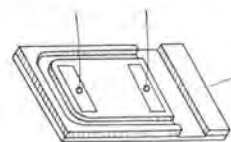


図 4.13 ノッチフィルタ

図 4.14 ノッチフィルタ

て不純物拡散法でP形の抵抗層を形成させ $R = \rho l/A$ で 360Ω になるようにこの抵抗層を化学エッチしたものを使う。PN 接合容量は抵抗の両端子を結んで容量端子との間に 2.2V の逆バイアスを加えたときの値で 2,000 pF。

曲線 ③、④ はそれぞれ $R=360\Omega$ 、 $C=2,000\text{ pF}$ としたときの分布 RC 回路と集中回路の計算値である。半導体では各定数がバイアス依存性なので信号の進む方向でバイアス電源の前置②と後置①による差異を測定により確かめてみた。図で明らかのように、顕著に違いがでておりとくにバイアスを後段にしたのがすぐれたシャ断特性をもつことがわかった。

4.2 移相形発振器

つぎにこの半導体分布回路をつかった機能ブロックである移相発振器について述べる。図 4.5 に示すように位相反転形増幅器の出力を移相回路を通して入力へ帰還するもので、位相推移が 180 度になったときに発振する。移相回路の CR 素子の組合せて種々の形式があるが、図 4.6 はその一例で並列 C 形発振回路である。半導体分布回路 (図 4.3) をつかうと、電圧依存性により発振周波数を可変にできるほか CR にテーパーがつくので、いわゆる分布定数 CR によるテーパー形移相発振器のようになり、位相の推移が大きいわりに減衰が少ないという利点が生まれ、増幅器の所要電流増幅度が低くてすむようにでき、低入力、高出力インピーダンスのトランジスタ増幅器と結合するときには整合の点でも有利で、一般に所要増幅度の大きいことを欠点とする移相形発振器に適しているといえる。このような半導体機能ブロックを図 4.7 および図 4.8 に示す。図 4.7 は TI 社の試作し

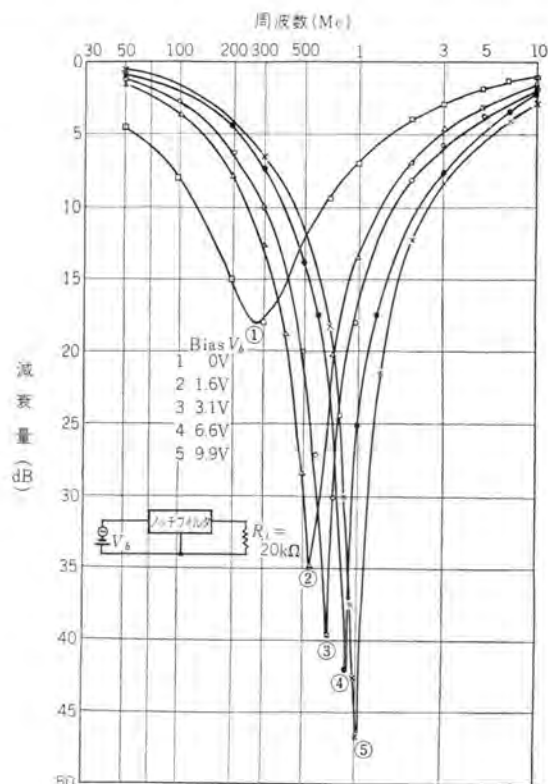


図 4.15 半導体 ノッチフィルタ の減衰特性

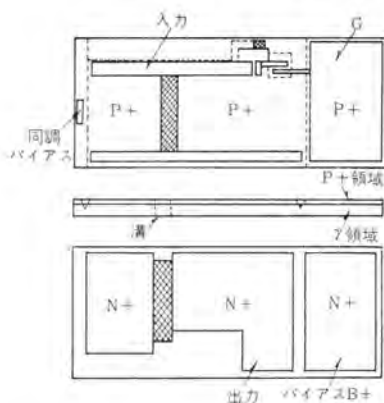


図 4.16 選択性増幅器

たものである。われわれの試作したものの特性は電源電圧 6~20V、出力電圧 15V、発生正弦波の周波数は 10~100kc である。

4.3 ノッチ・フィルタ

濾波器に半導体 PN 接合を応用しよう。直列抵抗と並列容量の CR からなる回路 (図 4.9(a))、またはその逆の回路 (b) はもっとも代表的な CR 濾波器で、図 4.4 は (b) に相当し低域濾波器の特性を示している。CR ハシゴ形回路は段数を増してもシャ断周波数付近の損失は改善されないので選択性の CR 回路として広くつかわれているのは並列 T 形回路と呼ばれるものである (図 4.10(a))。Q が非常に高く理論からは無限大で共振周波数で位相が不連続となる。共振周波数 $f_0 = 1/2\pi RC\sqrt{2n}$ で Q のいちばん高いときは $n=1/2$ 、このときの減衰量および位相の推移を図 4.10(b)、(c) に示す。図 4.11 は分布定数回路で構成された回路で ノッチ・フィルタ (Notch Filter) と呼んでいる。

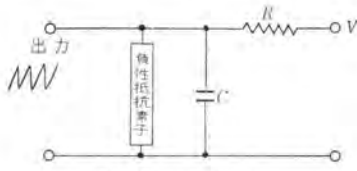


図 4.17 弛張振動

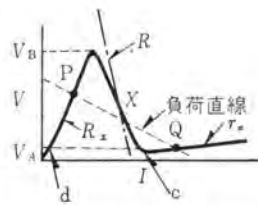
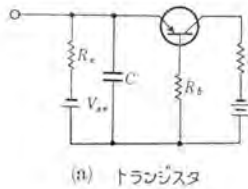
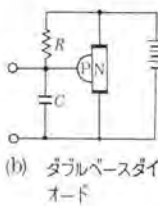


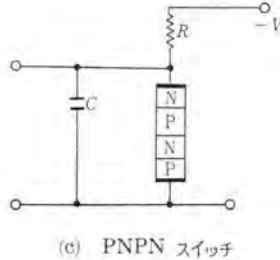
図 4.18 負抵抗特性



(a) トランジスタ



(b) ダブルベースダイオード



(c) PNP スイッチ

4.19 ノコギリ波発生回路

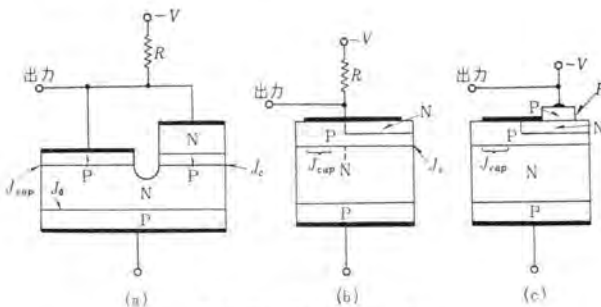


図 4.20 機能ブロック化

図 4.12 は集中定数による並列 T 形回路との減衰特性の比較で、後者の切れはあまりよくなく、周波数の高い領域で減衰量が減り対称とならない。図 4.13 は機能ブロック化した例で、図 4.14 はわれわれの試作したシリコンを使ったいろいろなノッチフィルタである。図 4.15 はこのブロックの測定結果で、バイアスによって共振周波数が大きく変動、2~10 V の変化で 300~1,000 kc に変わる。これはもちろん再三述べたように R 、 C の依存性に起因している訳だが、それと同時に減衰量も増加し並列 T 形であれば段々 $n=1/2$ に近づいてゆくことを意味している。設計で $n=1/2$ になるようにしてはあが半導体では C 、 R が面積できまり、その面積を制御するのに誤差をとまないのでこういう結果を生むものと思われる。高周波領域では一様分布定数ノッチフィルタと異なり対称性のよい特性が得られた。

このようなノッチフィルタをトランジスタ回路の帰還ループや段間に挿入すると Q の高い狭帯域増幅器や発振器が構成される。図 4.16 はこういった考えで作られた選択性増幅器の機能ブロックである。

4.4 ノコギリ波発生器

ノコギリ波のいちばん簡単な発生機構は弛張振動である。負性抵抗素子に並列に容量を入れ負荷から出力をとればよい(図 4.17)。負性抵抗素子の電圧・電流特性は図 4.18 で示され負荷直線を図のようにとると二つの安定点 P 、 Q が存在することになる。もっと高い負荷抵抗の場合には、 X 点は負抵抗領域にあるので安定な状態は存在せず弛張振動をする。すなわち電源

E がはいるとはじめは R_x という高抵抗域になるので C は R を通じて充電される。この時定数は大体 CR 、 C の端子電圧が V_B (breakover 電圧) に達すると負性抵抗は急に導通して(低抵抗領域に移り) C の電荷は放電抵抗 r_x を通じて放電する。そして C 点に達する。ここから d 点にとび、ふたたび上の動作が繰り返される。このような充放電の行なわれるおおよその条件は、 $E > V_A$ (充電)、 $E/R < V_B/r_x$ (放電) で与えられる。これが弛張振動によるノコギリ波発生機構で、その繰り返し周波数は印加電圧および R で調整できる。(電圧によって周波数のかわることはアナログ・デジタル変換器として使えることを意味している) 周波数限界は高くはないが低周波では安定に動作する。

代表的な半導体負性抵抗素子をつかったときの回路を図 4.19 (a), (b), (c) に示す。負性抵抗として PNP 素子をつかった (c) を機能ブロック化してゆく方法を説明する。第一段階として C を PN 接合 (J_{cap}) で置きかえたのが図 4.20 (a) である。実際には容量部は PNP 構造になっているが J_0 は十分順方向になっていて逆方向の J_{cap} だけが寄与することになる。製法は母体は N 形シリコンで P 形不純物拡散後 N 層を合金によりつくりその周辺を母体の N 層に達するまで化学エッチで溝をつくる。図 (b) はシリコンの表面に酸化膜を形成させて不純物拡散の選択浸透を利用して希望の領域だけにスイッチ素子をつくり溝加工をはふいたものであるが、その機能は必ずしも等価とはならない、というのは設計をあやまると J_{cap} が指定どおり動作せず単なるエミッタ短絡形の PNP スイッチになってしまう可能性がある。つぎに負荷の R が問題だが、これは PN 接合の逆抵抗をつかってもよい(図 (c)) し、後であげるように抵抗層でも構成できる。図 4.21 は試作ブロック。図 4.22 はその動作波形をトランジスタ回路のものと比較したもので、パルスはゲートからとりだしたものである。その特性は電源 3~100 V、出力 100 V 以下、発振周波数 1,000~500 kc。Merk 社でもエピタキシャル成長法で気相から単結晶を 8~9 層も累積させて弛張振動によるノコギリ波発生器を発表しており、図 4.23 (a) は負荷を PN



図 4.21 ノコギリ波発生器

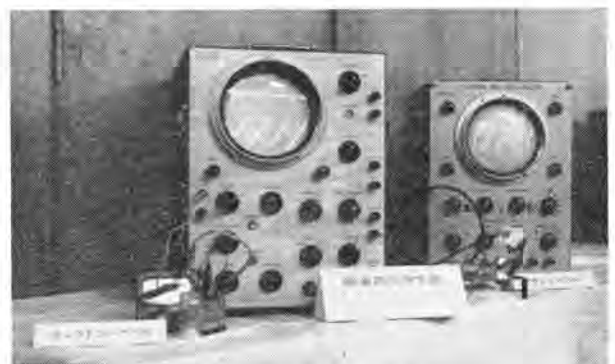


図 4.22 ノコギリ波発生器

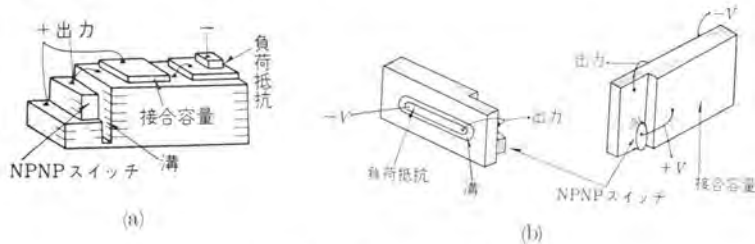


図 4.23 メルク社の発生器

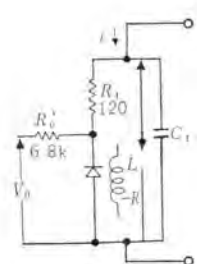


図 4.24 共振回路

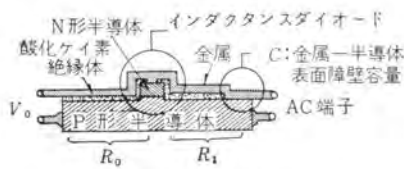


図 4.25 共振回路ブロック

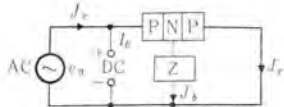


図 4.27 リアクトランス接続図

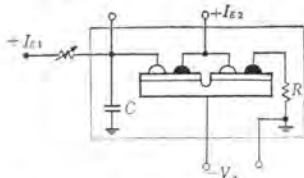


図 4.28 同調発振ブロック



図 4.26 同調発振器

接合で (b) は N 形薄層をついている。実際にはこのように容量に PN 接合をつかうとその漏れ効果が強く回路動作にきき、あまり漏れが大きいと発振しなくなるのはトランジスタの I_{C0} と同じことで、NPNP スイッチの OFF インピーダンスを R_0 、充電抵抗を R 、容量シャント抵抗を R_1 とすると発振条件は次式で示される。

$$V \cdot [R_0 \cdot R_1 (R_0 + R_1) / (R + R_0 \cdot R_1 (R_0 + R_1))]^{-1} \geq V_B$$

V は印加電圧、 V_B は breakover 電圧。

4.5 同調発振器 (共振回路内蔵負性抵抗発振器)

電子回路におけるコイルの効用はあまりにも重宝でコイルなしの回路網といえば限定されたものとなる。コイルはインダクタスだけでなく変圧器など信号の変換部品として多くの機能をもっている。とくに発振、増幅などの同調回路には必要なものである。

いま同調発振器を機能ブロック化しようとする、インダクタ的な機能を代行するものを選ばなければならない。L のかわりに CR 回路でまかなうことも多いが、やはり誘導的性質をもつもののほうがよい。さきに説明したように PN 接合は誘導的性質をもっているのをこれを利用すればよいが、幸か不幸か負抵抗をもつので簡単に発振する。したがって共振回路だけとしてつかうには負抵抗を打ち消すような操作をほどこす必要がある。

図 4.24 は W. Gärtner の設計したのはインダクティブな Avalanche 形の負性抵抗ダイオードをつかった共振回路で、 C_1 が共振容量、 R_1 は自己発振がおこるのを防ぐためのもの、 R_0 はバイアス抵抗でダイオードを流れる電流を安定にするために加えた。

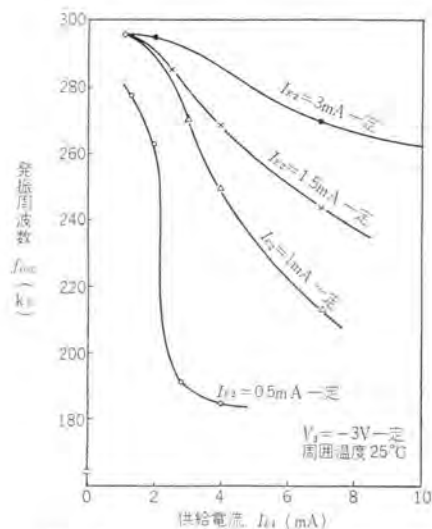


図 4.29 同調発振器、発振周波数特性

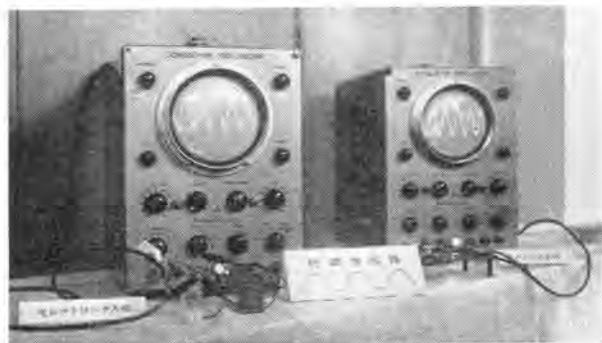


図 4.30 同調発振器

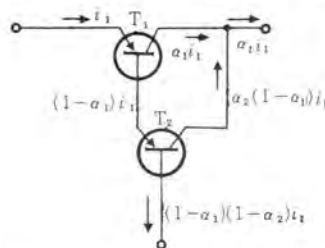


図 4.31 複合接続回路

V_0 はダイオードが負性抵抗ではたらくようなバイアス電圧である。図 4.25 は実際にブロック化したもので、 C は金属と半導体との表面障壁を容量として使い、 R_0 、 R_1 は P 形母体で与えている。

図 4.26 はわれわれの試作した機能ブロックである。インダクタスはトランジスタ 2 コで代行させた。さきに PN 接合で十分順バイアスであれば誘導性になることを示したが、実際に測定したところ、フック構造などをもちたせると L は数 100 mH のものもえられたし、製作も容易であるので広く利用点もあろうと思うが、本質的にバイアス依存性が強く、いまわれわれが計画しているブロックには不適なので複合構成のトランジスタで L をつくることにした。これだとほとんどバイアス依存性がない。その誘導性となる機構を説明すると図 4.27 の回路で PNP トランジスタの N 領域ベース抵抗を R_0 とすると印加される交流電圧は $v_0 + I_0(R_0 + Z)$ で与えられる。 $Z=R$ の場合解析すると、 I_0 は、加えられる電圧より位相がおくれるという結果がでる。そして $R_0=R$ が大きいと相当の誘導性リアクタンスがあらわれる。 Z が

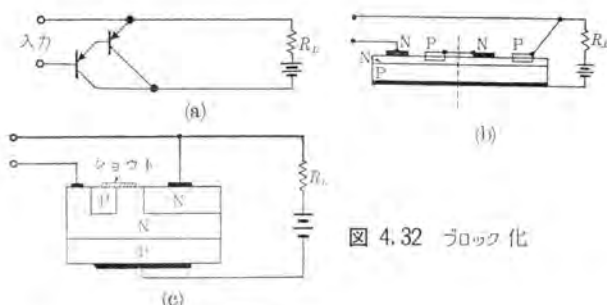


図 4.32 ブロック化

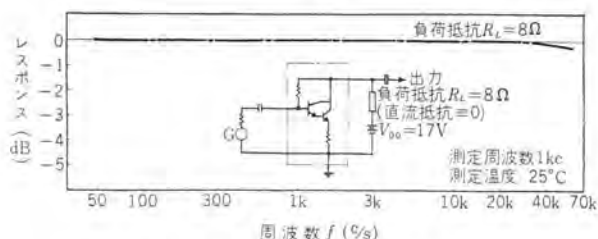


図 4.35 オーディオ増幅器周波数特性

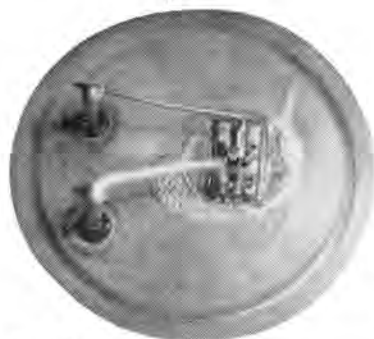


図 4.33
オーディオ増幅器

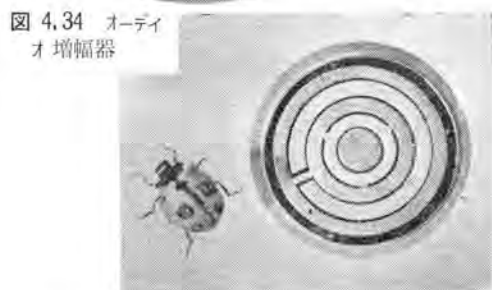


図 4.34 オーディオ増幅器



図 4.36 オーディオ増幅器出力特性

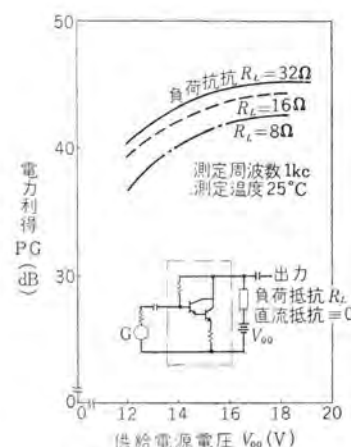


図 4.37 オーディオ増幅器電力利得特性

インダクタンスのときには負性抵抗も存在する。この L はトランジスタの同じ機構を使うこともできるのでトランジスタの複合で誘導性と負性抵抗が実現できる。これはPN接合の機能というよりも R_b の負帰還に原因しているのであるが、このような構成(図4.28)で、 C はPN接合、 R は拡散層でつくった。図4.29はその特性で段間のバイアス電流 I_{EX} をパラメータとしたときの供給電流 I_{FI} による発振周波数で I_{FI} が約 1.5 mA 以下では負性抵抗が打ち消されて発振がおこらず、共振回路としてつかえる。その他の特性は、バイアス電圧 1.5~9 V、出力電圧 2.5 V 以下、発振周波数は 200 kc~1.5 Mc の正弦波。図4.30はその波形をトランジスタの反結合形同調発振器と比較したものである。

4.6 オーディオ増幅器

高利得をもち、高い入力インピーダンスで簡単に単一ブロック化できそうでオーディオ増幅器として役立ちそうなのが S. Darlington 提案による複合接続 (Compound Connection) (図4.31)。全体の電流増幅率 α_t は 1 にきわめて近い値となる。図でわかるように $\alpha_t = 1 - (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)$ $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.98$ だと $\alpha_t = 0.9996$ 、エミッタ接地の電流増幅率を β_t とすると $\beta_t = \alpha_t(1 - \alpha) = 0.98(1 - 0.98) = 49$ 、したがって $\beta_t = 2.999$ となる。単独のトランジスタに比べて $\beta_t \approx 60$ といった値のものが楽にえられ β_t が非常に大きいから全体として入力インピーダンスは単独の場合の 100 倍にもなり、電源電圧の変動にあまり影響されず、コレクタ抵抗に等しいほどの高入力インピーダンスがえられることが確かめられて、入力インピーダンスが低いというトランジスタ増幅器設計の常識のためにためらわれていた

回路も実現するようになった。また、入力容量は真空管のカソードフロアにおけるように小さくなり、出力段に用いてきわめてヒズミの少ない出力がえられる。

実際には後段のトランジスタが負荷の大部分をさばき、前段はピーク時は頭のほうだけをうけもつもので、電力増幅器として設計するときは前段のドライブ用は 0.5 A 級のトランジスタ、後段は 5 A 級のものを使うことになる。したがって、この回路をブロック化すれば外装などの二重になるのが節約できるし、寸法、重量もしたがって小になり、その上、配線その他も改善されるので信頼度も高められる。節約の点ではシリコントランジスタをつかうとなると、0.5 A 級のものでも高価で、大きさは 5 A 級の $1/2 \sim 2/3$ くらい、したがって 0.5 A 級と 5 A 級をいっしょに組み入れると 40% からの減少になる。図4.32 はエミッタ接地のダーリントン回路(a)を単一ブロック化するための構造で、まず第一段階(b)は共通の P 形コレクタを母体として、ベースの N 層は不純物拡散法で形成し、前段と後段との分離はコレクタ飽和抵抗を下げるためとか大電流容量にするために簡単なパターンでなくなるので写真製版技術を応用して、いずれにしる溝で隔離する。エミッタの P 層は合金でも拡散でもよいが、ベースと同様の理由でマスクにより定まった個所に構成させる。つぎに前段のエミッタ電極と後段のベース電極とを結線するには、図4.33は(b)に対応するものである。図4.32(c)はエミッタを例の選択拡散法でブロックの上面が平面になるようにつくったもので、図4.34がそれである。

図4.35はわれわれの試作したオーディオ増幅器のブロックの周波数特性の例で、50 c s~40 kc 間では大体平坦とみなしてよ

い結果が得られた。図 4.36 は負荷抵抗 R_L をパラメータにとって供給電源電圧と最大出力との関係を示す、電源電圧の低下が極端に出力の減少をともなうことがわかる。負荷抵抗 32Ω において直流電源が $18V$ から 20% 減少すると、出力は $3W$ から $0.95W$ に約 69% の減少となる。これは増幅器のバイアスがかたより、出力がクリップされることに起因していると思われる、したがって電源変動に対するバイアスの安定化を考慮する必要があるが、 $10V$ 程度で出力 $3\sim 5W$ のものも製作できる。

図 4.37 は電力利得 (P.G) との関係で、設計値の $40dB$ を上回る結果をえた、電力効率は A 級動作で動かして 45% 、入力インピーダンス 100Ω 、出力インピーダンス 100Ω 、最大無歪出力 $5W$ というのが試作電力増幅器の代表的特性で、前置増幅器も小出力のダーリントン回路で都合 4 段のものも試作した。

4.7 マルチバイブレタ

方形波発生器としてフリーランニング・マルチバイブレタを取あげた。もちろんこの回路をえらんだのは計算機回路の基本回路であることと、ノコギリ波、正弦波と同様、発振波形により設計の良否が簡単に識別できるためである。図 4.38, 4.39 はトランジスタおよび PNPN 素子によるマルチバイブレタ回路の代表的なもの、この回路は基本回路となるのでいろいろなところでブロック化されている。電気試験所では無理な加工をするより分割すること

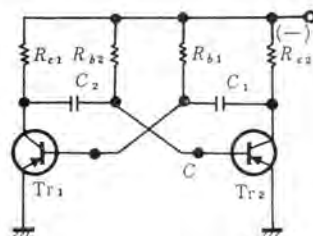


図 4.38 トランジスタ

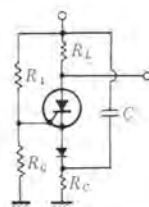


図 4.39 PNPN スイッチ

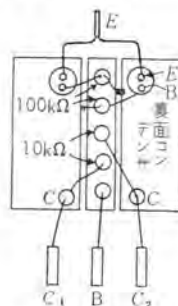


図 4.40 電試 マルチ

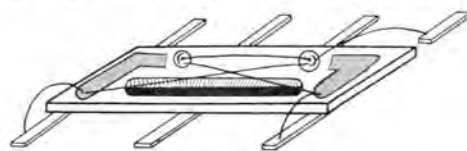


図 4.41 TI 社 マルチ

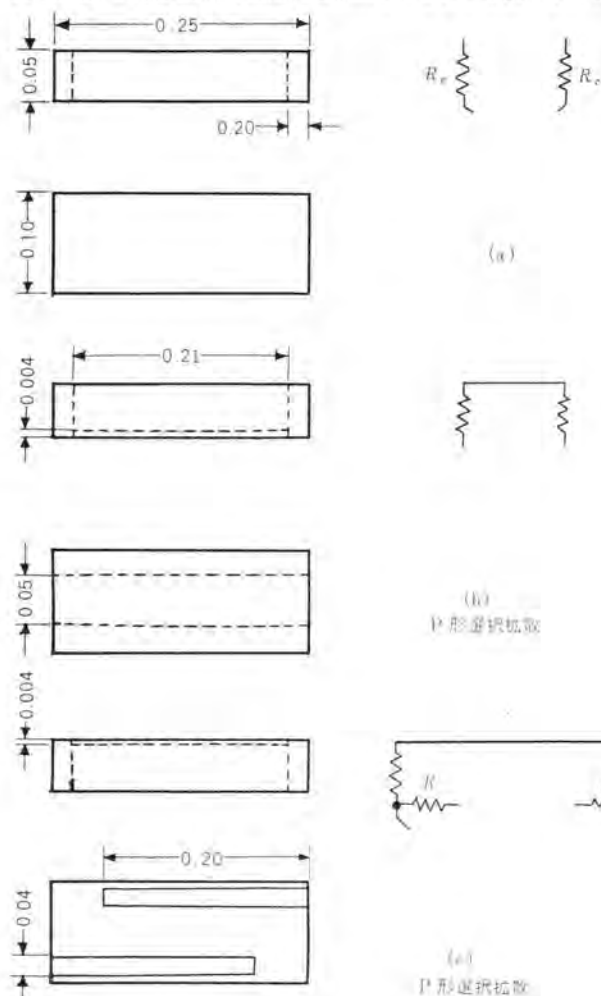


図 4.42 半導体 マルチバイブレタ

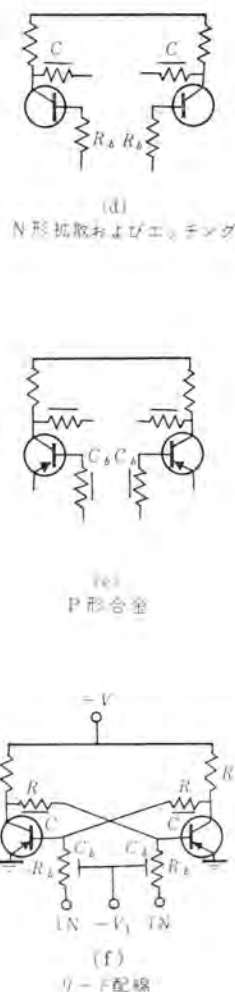
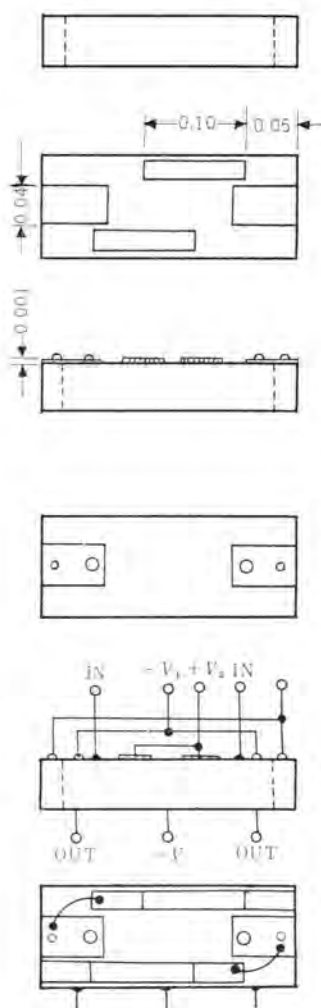




図 4.43 マルチバイプレタ

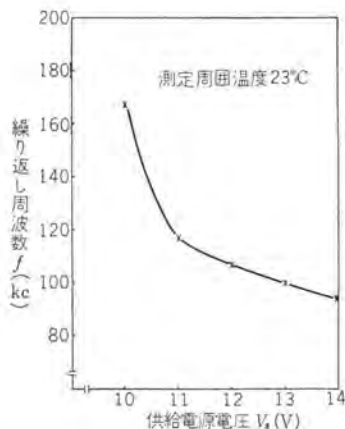


図 4.44 マルチバイプレタ 繰り返し周波数特性



図 4.45 マルチバイプレタの波形

の利点を十分生かして図 4.40 のような 3 分割のブロックをつかった。トランジスタに合金拡散形、抵抗を Pb+Sn+Sb と Ge との合金接合、容量は ZnS の蒸着をつかったという特色をもつ。図 4.41 は テキサス・インストルメント (TI) 社の代表的固体回路で、サン孔により R_b と R_c を分離している。図 4.42 は単一ブロックでサン孔などの基板分割処理をほどこさなくてすむ方法でわれわれもこれに似た方法で設計した。図 4.42 を説明すると、まず、真性半導体の基板 ($0.25' \times 0.05' \times 0.1'$) から出発する、(a) (b) (c) の順序で、P 形不純物の拡散および処理によって所定の場所に R_b 、 R_c を形成させる。その値は $\rho l/A$ で与えられ、P 層の比抵抗が 2Ω インチだとこのコレクタと結合抵抗は大体 $1.2k$ と $5k$ になる。つぎに二つのメサ形トランジスタのベース層は P 層の上に N 形不純物を拡散、化学エッチ処理で時定数の C およびベース入力抵抗 R_b (400Ω) をつくる (d)。エミッタと容量 C_e は合金による (e)、 C_e および C は外部から逆バイアス電源 V_1

と V_2 を用意しなければならないが、これにより周波数が可変にできる。 V_1 、 V_2 を $1V$ にすると $C_e=90 pF$ 、 $C=200 pF$ 、これに内部配線 (e) してハーメチック封じをすれば完成する。

図 4.43 はわれわれの試作したマルチバイプレタ・ブロックで繰り返し周波数の違いによりいろいろな寸法、パターンのものが示されている。代表的な特性は供給電圧 $9V$ 、繰り返し周波数 $30 \sim 200 kc$ 、出力電圧 $8V$ 、図 4.44 はその供給電圧と繰り返し周波数との関係を示す。周波数は CR の時定数でできるが、われわれの試作したものは上の例のように外部から容量用のバイアスを加えず一つの電源でみんなを動作させるので調整がやっかいになるが、ブロック化では進んでいるとみている。とにかくこのような特性がでるのは PN 接合容量をつかっているためであるのは確かである。図 4.45 は試作ブロックのパルス波形とトランジスタ回路の波形を比較したものである。

5. む す び

半導体機能ブロックとして非常に狭い範囲で、われわれの試作ブロックを通じてモレキュラ・エレクトロニクスの動向を説明してきた、初めに述べたように機能ブロック化の目的は信頼度、安定性の高い電子装置をつくりだすことにある。試作したブロックでの検討がまだ不完全でこの目的に対する答をだすまでには至っていないが、半導体ブロックである程度機能ブロック化ができることがわかった。機能ブロックは今後次のような分野に関連して発展してゆくと思える。一つは新しい着想による機能ブロックの発明、第二は材料の開拓、第三は製作技術の進歩である。従来の電子回路いわゆる配線図どおりのものをつくるのも有用であるが、極小化にはさらに効果的な機能素子の複合化による単一ブロックが望ましい。新材料については、金属間化合物をはじめ半導体に限らず、高分子、液体、気体にまでおよんで、新しい機能をもつ材料が開発されつつある。と同時に制御された純粋な材料の製作技術が問題になる。この方面の大きな流れが Ge および Si などのリボン状結晶でその表面が鏡面で薄い単結晶が連続的にえられ、材料浪費の少ない素材として注目されている。もう一つはエピタキシャル成長による単結晶層の製作で、これは Ge や Si のハロゲン化物を熱分解などによって単結晶の種の上に気相から同じ軸方向の単結晶膜を成長させる技術で、任意の濃度の不純物を含む層を形成できる。先にあげたメルク社のブロックはこの方法によるものである。つぎに材料の加工技術についてはとくに精巧な処理が要求されるので、エッチング、メッキ、真空蒸着、超音波加工、合金、拡散といった従来のトランジスタ製作技術のほかに高度の写真製版技術、ごく細かい電子ビームによる加工や、不純物イオンを直接半導体に照射して局部的に伝導形を変える方法など、非常に芸がこまかく、かつ大がかりな装置がつかわれるようになってきた。

その重要性がよく認められているように、モレキュラ・エレクトロニクスの発展は電子工学のめざす方向であるが、現状ではまだその門口に立っているといった感じしかしない。しかし技術の進歩によりやがて個々の部品の構成による回路とその概念から脱脚して新しい理念にもとづくいっそう信頼度の高い多機能ブロックが近い将来出現することになるだろう。

ガ ス 輸 送 の 自 動 制 御

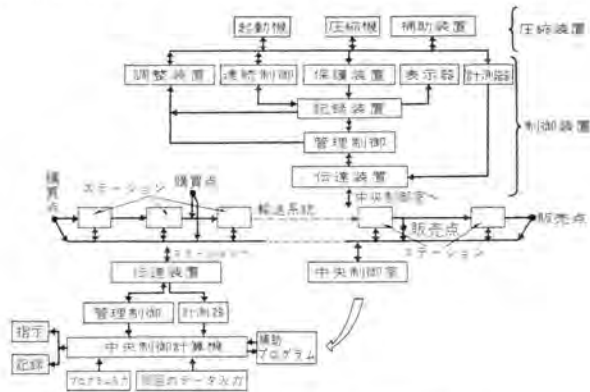
D. C. Washburn, Jr. and R. T. Byerly: Automation of Gas Transmission (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 2, March, 1961, p. 54)

1827年にニューヨークで天然ガスをパイプ輸送して街灯をともし、以来、ガスの輸送は年々発達して来た。これは1945年以降急激に発達して、約91.5 cm (36 in) 径のパイプで約70 kg/cm² (1,000 psi) の圧力のガスが送られるようになった。最初のころの「ステーション」ではバルブの開閉からデータの記録まで、すべてを人が操作していたが、最近のガス輸送システムは人が操作する部分が少なくなって来ている。これは最後には完全に自動制御された輸送システムとなる。

ガスの輸送を自動化すると、経済上の面と操作上の面の二面より輸送システムを改善できる。一方では輸送のコストが下がり、運転効率も良くなる。他方では全システム中の各部のコントロールがうまくできるようになる。図に自動化された天然ガス輸送システム図を示す。これには10個所の「ステーション」と10個所の販売点と購入点がある。このシステム全体をコントロールするのに二つのレベルがある。その一つは各地の「ステーション」を制御する個別制御のレベルであり、他の一つは各地の「ステーション」から送られたデータをもとにして計算機で計算して各地の「ステーション」に指示する中央制御のレベルである。

ガス輸送システム自動制御の研究は、数学者や熱力学者、計算機計画者、工業の専門家などによって進められて来た。これらの人々は、圧力、密度、速度、温度などの関係のモデルを考えて微分方程式に表わして研究して来た。これらの研究でもっとも興味深い特性は、効率であり、圧力流量特性でありまたタージラ特性である。

(長崎製作所 太旗康文訳)



自動化された天然ガス輸送システム図

輸 送 管 制 御 お よ び 動 力 装 置

What's New Engineering: Pipeline Control and Power (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 2, March, 1961, p. 63)

多量の物質を自動的に、経済的に、また迅速に輸送することは管路設計の終局の目的であるが、この小論文は、この分野の技術的な指針のいくらかについて述べている。TexasのLongviewにおかれているコンプレッサステーションのガス管路の制御については、単独または自動の制御方式がとられており、現場またはLouisiana Shreveportよりの遠隔操作もできるようになっている。

この場合の単独運転は押しボタン制御で、ステーションのガスエンジンや、補機の起動を行なう。自動制御はエンジン速度調整、コンプレッサのシリンダバルブ調整について行ない、運転中でも、圧力および流量の設定は1人の運転者によって、現場またはShreveportからでも行なうことができる。データは自動的に処理され、デジタルの形でコントロールセンタに集められる。

石油輸送については、Iraq Petroleum Co. Ltd. が1日に約百万バレルの原油をIraqから地中海まで送るための管路の中央自動制御装置を設計した。

約225 kmはなれて2本の並列の76.2 cmの管路でつながれ、5台の4,500 kWのガスタービンをもっている二つの主ポンプステーションがあり、その中間にある監視所より両方とも制御される。各ステーションの主ポンプユニットは単独または自動連動運転において、タービンの速度を制御する自動圧力調整装置をもっており、中央制御監視所より監視およびデジタル形式のテレメータ方式によって遠隔操作される。

動力装置は輸送費の低減のために、制御装置とともに進歩しているが、最近の新しい絶縁物により、屋外用装置の使用が増加し、電気設備が経済的に安くできるようになった。

Texas Eastern Transmission Co. は1956年に約13,000 kW、4,160 Vのモータで駆動する5台の大きな遠心ポンプを設置したが、安価な設備費で、しかも高い運転効率であるので、つぎに同じようなモータ、増速歯車、屋外用圧縮機などを備えた二つのユニットを用いた経済的なステーションの設計を行なった。

5 kVの主シャ断装置はShelter-M typeのもので、161 kVで電力をうけている屋外変電所の12.16 MVAのトランスの近くに据えられている。ボタン、ラジバン、天然ガスを送るための屋外用ポンプのモータはNEMA TYPE Iの空気フィルタとスクリーンをそなえたものであり、補助ポンプのほうは垂直の屋外用防爆形モータにより駆動している。

モータ界磁調整器・計器・キュービクル、コントロールコンソールなどは屋外のおもな運転状況を監視するコントロールルームにおかれ、そこから自動連動運転がされている。(長崎製作所 竹内俊晴訳)

新 し い 中 高 圧 用 SF₆ シ ャ 断 器

G. J. Easley: A New Low-Voltage SF₆ Power Circuit Breaker (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 3, May, 1961, p. 82)

最初の230 kV SF₆ シャ断器は1960年10月に設置されたが、これと異なる原理の46 kV 500 MVA SF₆ シャ断器が1961年中ごろにGeorgia Power Companyにすえ付けられよう

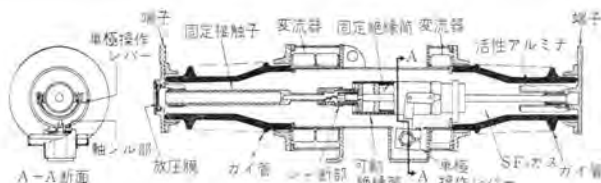


図1 46 kV SF₆ シュ断器単極断面図

としている。

この形は パッファ 形と呼ばれ、約 3.5 kg/cm² の圧力の中で パッファピストンが動くことにより、アークにガス吹付を行なう。この原理は広い電圧電流範囲に用いることができ、25 cm の径の パッファ 2 個を用いた 138 kV 10,000 MVA の試作も成功している。しかしこの パッファ の操作にはきわめて大きな力を要した。

46 kV 500 MVA の定格では パッファ は小形ですみ、図1のように簡単な構造である。接地された鋼製の管の内にシュ断部がおさまられ、両端には ガイ 管で絶縁された端子がついている。パッファは右端で固定された絶縁ピストンとその上を動く絶縁筒からできており、この筒の左端にフィンが接触子とテフロン製ノズルがついている。シュ断のとき加速バネの力で操作レバーがパッファ筒とフィンが接触子を右へ動かすと、アークが生じ同時にパッファの運動でノズルが固定接触子の端から引き放されるまでに十分な圧力が生じ、ガスがアークに吹き付けられ消弧に成功する。右端にある活性アルミ入りの袋は少量の気体分解生成物を吸収し、左端にある安全弁は内圧が異常に上昇したときの保護装置である。また図示のように3個のプッシング変流器をシュ断器の外に取付けられる。図2のようにシュ断器は水平に鉄ワグに取付けられ空気操作機構で投入される。

高い再起電圧上昇率で 500 MVA までの多数のシュ断試験が行なわれたが、最大シュ断時間は 3.5 サイクルであり、接触子の消耗はきわめて少なく 500 MVA 前後の試験 25 回が同一接触子で行なわれた。

この形のシュ断器は将来 34.5 kV 1,500 MVA から 138 kV 5,000 MVA までに用いられるであろう。

(伊丹製作所 永田秀次氏)

安価な機械的衝撃試験

What's New in Engineering: Low-Cost Mechanical Shock Testing (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 2, March, 1961, p. 61)

異常な機械的衝撃を受けたときに、電気機器類がその機能を保持し得ない場合は、どんな保護または補強をすべきであろう

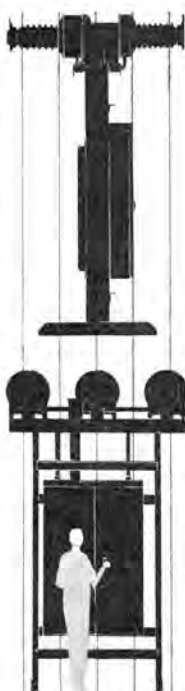


図2 46 kV SF₆ シュ断器外形

か。この間に答えるべく、W 社では早く結果がわかり、価格も適当な二つの巧妙簡単な試験装置を作った。これは強化された ミサイル 基地内で、標準品と実用向きに改造した商用機器を比較試験することから始められた。これらの基地に対しては、核攻撃を受けた際に機械的衝撃や種々の強度の振動を受けるかもしれないので、軍規格が適用されている。

おもしろいことに、W 社の商用機器類はかつてのものよりもずっとじょうぶなことが証明された。大概のものは 5 g に耐え、あるものは 100 g くらいにも耐えた。電気的あるいは構造的な改良は 20 g から 50 g の衝撃レベルに耐えうようになされた。

この計画では、精巧な衝撃試験機に必要な衝撃パルス の発生はあきらめて、衝撃スペクトルを発生するように設計された。衝撃応答のピーク対共振周波数のプロットからなる衝撃スペクトルを用いることにより、どんなパルスでも分析でき、機器の良否を確実にきめうる。

試験装置の一つは、一端がチョウガイ止めされた台から成り立っている。被試験体をこの穴蔵のトビラに似た台上に固定してから、自由端側を引き揚げる。それから落下させるが、台下部にはブロックが固定されており、このブロックが台下方の箱にためられた砂に打ち込まれる。ブロックを加減し、落下高さを変えることによって衝撃レベルは調整できる。他の一つはブランコ状に台をつるしたもので、被試験体は台上に取付けられる。それから台を振り上げて、バネつきのブロックに向けて直角に振り落される。衝撃量はバネの張力と振りの距離を変えて調整される。両装置とも 3 g から 100 g の加速度を生ずることができる。

試験においては、たとえば、モータ、スイッチギヤ、計器、ラックなどから成る機器を装置に取付け、モニタと接続してから正規の使用電圧がかけられる。つぎにこの機器に標準と比較して定めた衝撃が加えられる。モニタは衝撃中の機器の動きを記録し、損傷を受けた場合は、試験後の所置が決められる。機能を失ったものは再度設計し直される。この試験方法は大概の機器の衝撃レベルを評価しうるので、適用範囲は非常に広い。

超大形昇降可動橋の電気駆動装置

What's New in Engineering: Electric Drive for Longest Lift Bridge (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 2, March, 1961, p. 61)

この垂直昇降橋はスパンの長さ約 170 m 重量約 2,000 t のもので、高い信頼性のもとに運転させるため電気的な制御方式で昇降させている。

橋は Staten Island Rapid Transit Railway Co. のもので、Arthur Kill をまたいで New York の Staten Island と New Jersey の Elizabeth とを結んでいる。

昇降スパンは二つの塔の間にかかけられ、直流モータを減速歯車で減速し、巨大なケーブル滑車をまわし、それにより上下降させる。円滑な加速、減速を行なうために、磁気増幅器を用いた界磁調整器によって正確な速度およびスパンレベル調整の

制御を行なっている。

スパンのレベルは先導モータ（どちらか一方）の速度を減じ、追従モータ（他方）の速度を増して、自動的にバランスをとるようにしている。スパンは約2分間で約32mの高さまで上昇させることができる。また非常用電源として、ディーゼル発電機を設備している。

（長崎製作所 竹内俊晴訳）

ローラ・ロード

Charles Kerr and Clarence Lynn: The Roller Road (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 2, March, 1961, p. 36)

ローラ・ロードというのは、大幅な自動車数の増大が予想される1970年代の交通機関として、W社で考え出された一つの試案である。その概要は、図1に見られるように、おのおの独立に駆動されるゴムタイヤローラの上に、ソリ状の車両が乗り、車体についている案内輪と両側に見えるガイドレールが接触して軌道からはずれないようになり、平均速度約19.3km/hで、自動車、人、貨物を運ぶものである。その特長としては次のようなものがある。

- (1) 車両に駆動装置がついていないので、輸送効率が良く、信頼性が大である。
- (2) 普通の有料道路の2倍の速度が出せ、約850km以内では航空輸送に匹敵する。
- (3) 天候に妨げられない。
- (4) 各都市間の長距離輸送にも、大都市内の高速輸送にも使える。

つぎに各部分につき述べると、車両は自動車10台を積み、また休憩室もつき、これが3~10両で1編成になる。駆動ユニットは、三相カゴ形誘導電動機、トルクコンバータ、ブレーキ、減速装



図1

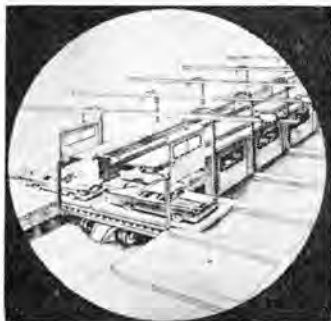


図2

置から成っている。

駅近くの加速減速区間では、電動機の容量を増し、また減速比を次々に変えてある。駅での積み降ろしは、全自動であり、停車時間1分、運転間隔3分程度が適当である。駅を図2に示す。運転には電子計算機が、全面的に採用され、間隔を一定に保ち、追突を防ぎ、積み降ろしを制御する。

ローラ・ロードは、大きな設備容量が必要なもので、非常に輸送密度の大きい所に適する。しかし誘導電動機が使えること、大部分が無負荷運転であり、一時的に過負荷をかけることができるので、容量の割りには小形になることなどでコストは法外なものにはならない。ピークロードは約30cm当たり、加速区間で11kW、定常運転区間で3.7kW程度である。

以上まだ未解決の問題は多いが、現在の技術水準で解決できないものはないと思われる。

（長崎製作所 江本浩徳訳）

機能的ブロックで構成された無線受信機

What's New in Engineering: Radio Receiver Assembled from Functional Blocks (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 3, May, 1961, p. 96)

真空管・トランジスタまたは伝統的電気回路を持たない受信機が、複雑な機構に対するモレキュラ・エレクトロニクスの適応性をテストするために造られて来た。

その主構成品は、直径が約10センチ銀貨大の6個のシリコウエーファである。

おのおのウエーファは、無線受信に要求される完全な機能を遂行する一つの機能電子ブロックである。

その機構は、普通の回路と直接比較できないが、それは六つのステージから成り立っていると考えられる。

すなわち、二つの無線周波増幅、一つの無線周波チューナ、一つの緩衝器、一つの検波器、今一つは、低周波増幅である。

この受信機は、1台ですべての標準放送帯に同調する。同種の能力を備えた受信機は、個々の構成部品が約50必要であり、約150個所のハンダ付けが必要である。

この受信機は、U.S.空軍所屬、ライト・エア・デベロップメント・ディビジョンの電子技術研究所のために、W社によって開発された。

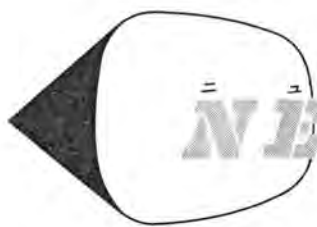
それは、すでに開発された機能ブロックを、以前に、これらのユニットで成し遂げたもっとも複雑な機能に組み立てたものである。

そのブロックは、分子の領域内または領域間で起こる現象が、エレクトロニクスの機能を行なうように、固体構造を配列して造られる。

この機能ブロックは、小さく、信頼しうる、有効な電子装置の開発に対するもっとも新しい概念である。

この受信機は、かくして、モレキュラ・エレクトロニクスのゴールに向かっての前進をあらわし、電子回路または他の全装置によって通常遂行される機能を、物質の一つの塊の形で行なう完全なものである。

（無線機製作所 小林信三訳）



ニ ュ ー ス
NEWS

フ ラ ッ シ ュ
FLASH!

■ 量産 EF30 形交直両用電気機関車完成

日本国有鉄道の九州地区交流電化にともない、下関—関門トンネル—門司の直流区間と門司以西の交流区間を結ぶ、客貨車けん引、交直両用電気機関車 16 両中 6 両 (EF 302~307 号車) および他の 10 両の主要機器 (主変圧器、シリコン整流器など) を受注。9 月 28 日の公式試運転をもって無事完納し、10 月 1 日改正の新ダイヤにて営業運転に活躍している。

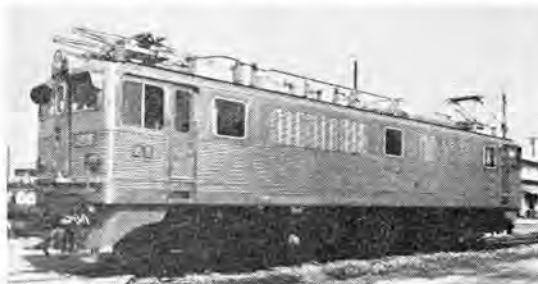
このシリコン整流器式 B-B-B 軸配置 1 台車 1 電動機方式の機関車は関門トンネルのための塩害防止対策として、屋上機器、車体外板などとはくにステンレス鋼を用いて保守の便を計っている。

機関車概要

形式 箱形両運転台 車体長 15.7 m
車体幅 2.8 m 運転整備重量 96 t

機関車仕様

1 時間定格出力 1,800 kW (DC 1,500 V)
1 時間定格引張り 14.1 t (DC 1,500 V)
1 時間定格速度 45.9 km/h (DC 1,500 V)
最高運転速度 85 km/h
動力伝達方式 1 台車 1 電動機歯車継手による台車装荷 (WN 式)
交直切換方式 無加圧区間車上切換方式
制御方式 電磁空気単位スイッチ式間接非自動 (パ



機関車外観



運転台

ーニヤ だけ自動)、重連総括制御、パーニヤ制御付

ブレーキ装置 EL14LS 形空気ブレーキ装置 および手ブレーキ。

主要電機品

主変圧器 TM4 形、内鉄形油入自冷式单相 60 c/s 310 kVA 20 kV 1,800 V 15.5 A 172 A × 1

シリコン整流器 強制通

風冷却、单相ブリッジ結線、450 kW 1,500 V
300 A 連続 × 1

主電動機 MT51 形、強制通風冷却、1 時間定格 DC 1,500 V 600 kW 430 A 1,000 rpm × 3 台

■ プログラムによる列車自動運転装置 試作品完成

電車の全自動運転化を図ることは、私達長年の夢であったがこのたび、当社はプログラムによる列車自動運転装置 (Program Train Control Apparatus 略称 P.T.C.) の試作を完成し、工場における実用化テストを行なった結果 (昭和 36 年 9 月) 非常な好成績を納め、その夢を実現することができるようになった。すなわち、その一例として 200 km/h の高速で距離 50 km を走行した場合、到達時分誤差が ± 1 秒という (所要時間 18 分 30 秒) 驚異的な精度をあげることに成功し、この結果、東京—大阪間を 3 時間で結ぶ新幹線旅客電車用としての P.T.C. 装置 1 式を試作することになり目下設計中である。

この P.T.C. 装置とは、あらかじめ決められた運転ダイヤをプログラムしたテープにより電車の出発から停車までを連続制御して所定の地点にしかも所定の時間に自動的に停止するようにした、いわゆる完全自動運転装置でつぎのような特長を有している。

(1) 日本でもその例がない完全自動運転装置で私達の夢であった無人運転も可能となった。

(2) 架線電圧や走行抵抗などの外乱に対しては自動的にこれを補正するため定位置、定時間運転の精度が非常に高く、輸送能率を大幅に向上できる。

(3) 地上の信号装置と連動できるため、先行列車への接近などに対してもきわめて高い保安度が得られる。

(4) 運転手が同乗しても従来のように運転手が走行時分や場所を監視する必要がなくその疲労度がなくなり、この面からも保安度を向上することができる。

(5) 装置は主としてトランジスタなどの無接点装置であるためコンパクトで高い信頼度を得られる。

装置の概要

P.T.C. 方式は所定の区間を与えられた運転ダイヤどおりに自動的に走行することを主目的とするため、原理的には運転ダイヤで示された距離 (s) 速度 (v) 時間 (t) をパターンとし、列車で検出した s, v, t と比較しながらつねに両者が一致するよう自動的に制御する方法で、つぎの 3 要素から成り、その外形は写真のとおりである。

- (1) s-t 制御部 (2) s-v 制御部
- (3) v-v 制御部

このようにして得られた成果は自動運転のエポックとして今後の実用化にいつその拍車をかけることになる。



P.T.C. 指令装置

■ 実系統における CSP 変圧器の動作特性調査

近年配電線耐雷設計の重要性が強調され、対象となる誘導雷「サージ」の特性調査を主目的として昭和 32 年以降、配電線雷実測が東京電力、栃木支店管内で雷雨期に継続実施されているが、一方これと並行して昨年来、避雷器など各種の保護装置を内蔵した CSP 変圧器(三菱電機製、10 kVA)を鹿沼変電所を基点する落合線に取付けて実系統での動作特性を調査している。これは雷害の多い地域では事故復旧に要する費用などを考慮するとこの形の変圧器を使用することが有利となる場合があるので、わが国でもとくに震害頻度が高い地域での実績を調査するためである。



装柱された
CSP 変圧器

変圧器は写真のように装柱され、その外箱は変台および木柱より絶縁して、避雷器放電電流測定用の磁鋼片と動作回数を調査するため、スイス Landis and Gyr. 社製の Surge-discharge Counter を接地線に接続している。昨年度、今年度の雷雨期にはこの地区での襲雷は比較的少なかったもので、動作記録としては昨年度 1 回(雷 50 A)、今年度 11 回(襲雷 1 回の重畳記録値 100 A)であったが現在までなんらの異常も認められず、満足な運転成績を示している。

さらに今年度から四季を通じて設置することになる。現在の負荷は約 7.5 kVA であるが付近に住宅が新築され、今後供給負荷は増加されると予想される。雷雨期には電力中央研究所が雷実測と並行して各種の調査をおこない、その他の期間は東京電力が実測調査することになっている。

■ ホーベル用 32 kW 耐圧・防爆形 三相誘導電動機

採炭方式機械化のホーブであるホーベル 駆動用電動機として、当社はさきに 40 kW を多数納入しさらに 42 kW を開発多数の実績をあげいずれも好評裏に運転中であるが、今回さらに某炭坑向けに 32 kW の特殊形を製作納入した。

仕様 32 kW 4P 400/440 V 50/60 c/s 耐圧防爆、フランジ形カゴ 形三相誘導電動機 B 種絶縁 9 検第 3216 号 (圧)

特長 (1) フランジ部分は特殊鋳物、他は鋼板溶接構造とし軽量にしてがんじょうである。

(2) 防爆構造について詳述を避けるが端子箱 スタッド 方式でベラムス 穴の延長部にさらに キャブタイケール の クラン



左 32 kW 4P 右 42 kW 4P

金具をつけ安全を期している。

(3) 外ツカパーに運搬用脚を溶接し端子箱の位置は電動機本体を回転することにより左右に変更可能とした。

(4) 冷却方式はリウにより冷却し温度上昇は低い。

(5) ジーメンス 製電動機および当社 42 kW、40 kW 電動機とまったく寸法上の互換性がある。

(6) 電気的特性については ホーベル の特殊使用条件を考慮して設計している。

■ SHC 形防食形高圧気中配電箱 (粉じん防爆特殊防じん構造)

腐食性 ガス や蒸気 の存在する場所、粉 じん 危険場所における高圧配電箱として JEM-1097 A 級に該当し、工場電気設備防爆指針(粉塵防爆)に準じた粉 じん 防爆特殊防 じん 構造を採用した防食形高圧気中配電箱を製作した。この配電箱は化学工場はもちろん、粉 じん 危険場所を有する工場における三相 カゴ 形誘導電動機



SHC 形防食形高圧気中配電箱

の直入起動器、変圧器の一次開閉器として使用できる。

定 格 3,450 V 100 A

シヤ 断容量 25 MVA

開 閉 容 量 A 級 370 kW

特 色

(1) 防食性能を有する箱体に納められている。

(2) 粉 じん 防爆特殊防 じん 構造を採用している。

(3) 気中式であるから火災の心配がない。

用 途

(1) 腐食性 ガス・蒸気 の存在する化学工場

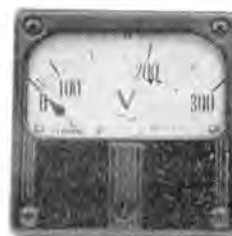
(2) 可燃性粉 じん (小麦粉・デンプン・合成樹脂粉など) A 種および B 種危険場所を有する工場

(3) 導電性粉 じん (石炭・コークス・鉄など) 危険場所を有する工場

(4) 易燃性粉 じん (綿・スフ・人絹などの繊維またはくず) 危険場所を有する工場

■ パネル用角形小形計器

従来角形小形計器は カパー 寸法、80 mm×80 mm の直流計器 KSM-6 形だけであったが、このほど同寸法の交流計器 KSS-6 形および新たに、100 mm×100 mm の直流計器 KSM-5 形ならびに交流計器 KSS-5 形を開発し、140 mm×140 mm の配電盤用角形計器 KS-20 形と



KSS-5 形交流電圧計

あわせ3種のシリーズを完成した。外観はKS-20形と相似である。新機種概要を表に示す。

	KSM-5 形	KSS-5 形	KSS-6 形
カバー寸法 (mm)	100×100	100×100	80×80
胴 径 (mm)	85φ	85φ	65φ
準 拠 規 格	JIS C 1102	JIS C 1102	JIS C 1102
階 級	2.5 級	2.5 級	2.5 級
動 作 原 理	可動線輪形	可動鉄片形	可動鉄片形
目 盛 長 (mm)	78	78	66
種 類	直流電流計 直流電圧計	交流電流計 交流電圧計	交流電流計 交流電圧計

■ TU-2 形タイムスイッチ

街路灯、広告灯、冷暖房装置、排気扇、陳列窓の照明、鶏舎の照明、その他に広く利用される、ワレンモータ駆動、24時間周期のタイムスイッチで、従来のTU-1形タイムスイッチを大幅に改良したもの、開閉容易なケースとし、入・切の動作回数を最高24動作まで任意に増減できるなどいっそう使いやすく、広範囲の用途に利用できるものである。



TU-2 形 タイムスイッチ

特 長

(1) 動作確実

モータ式ゆえ、温度変化や天候に左右されず確実に動作する。

(2) 長寿命

まとまった構造となっているので、故障がなく長寿命であり、また注油の必要もない。

(3) 取扱いが簡単

スイッチ開閉の時刻はフタをあければ簡単な操作によってセッでき、また目盛板は簡単に手で回すことができる。

(4) 入・切の動作回数を任意に増減できる。

入・切の動作ツメは目盛板へ簡単に取付け、取はずしでき最高12組(入・切各12個)まで取付けることができる。すなわち24動作(入・切各12回)まで任意にセッできる。

(5) 消費電力がわずかである

モータの消費電力はごくわずか。

仕 様

24時間目盛板 電気時計

開閉器容量 15 A 単極単投

電 源 100 A 50 c/s または 60 c/s

最小切換時間間隔 1 時間

目盛板につけうる動作ツメの数 入・切各 12 個

(製品には1組(入・切 各1個)取付けてあり、ほかに予備として、1組添付する)

重量 0.85 kg

■ 新薬事法による医療具の製造許可

本年8月1日から施行された新薬事法により、当社のケイ光健康 ランプ および殺菌 ランプ を使用する治療器が「家庭用電気治療器」としての適用を受けることになったが、今回当社は厚生省から医療用具製造許可が与えられた。これにより安心して使える当社の医療用具が保証されたことになり、今後も需要増が見込まれるケイ光健康 ランプ、殺菌 ランプ が医療方面にも大きな貢献をするものと期待される。許可番号(神用)第9号製造所は当社大船製作所である。

■ 三菱ケイ光灯明視スタンドが新しいJISに合格

当社では昨年初、業界にさきがけて、いち早くケイ光灯明視スタンド FF-51 形を発売、好評を博して来たが、去る5月1日制定された JIS C 8112 ケイ光灯明視 スタンド による製品として指定され、名実とも充実した商品であることが確認された。当社では続いて今秋にも新形の FF-52 形明視 スタンド を発売することになった。

JIS に規定されている明視 スタンド とは、照度、安定性、シヤ光、配光、騒音、構造、電気的性能などすべてが作業者の疲労防止、能率向上、使用上の安全性など十分な条件を備えたものである。



三菱ケイ光灯明視スタンド
FF-51 形



三菱ケイ光灯明視スタンド
FF-52 形

■ 姫路第二火力発電所 396 MVA タービン発電機受注

関西電力株式会社より姫路第二火力発電所3号機用として、396 MVA 内部冷却 タービン 発電機を受注した。

本機は 325 MW タービン(新三菱重工業受注)と直結されるタンデムコンパウンドで、容量として国産最大機である。

本機の定格は

容 量	396 MVA	短絡比	0.582
出 力	336.6 MW	電 流	9,526 A
力 率	0.85	励磁電圧	500 V
ガ ス 圧	4 kg/cm ²	励磁機容量	1,500 kW
電 圧	24 kV		

であり、W 社が受注している 32 号機と同一定格となる。

当社はすでに同発電所1号機 320 MVA を製作中で、これが今までの タンデム 国産記録品となるが、本機はさらにその記録を更新するものである。

設計および構造においては 320 MVA よりさらにもう一段の漸新さがあるが、回転子径は 320 MVA より一段大きい径を採用した。したがって、非磁性 コイル 押え リング も径の一段大きいものとなっている。これらは材料製造技術の進歩に負うところが大きい。

最大の特長は固定子 フレーム 分割構造の採用であり、これは運搬・据付の軽便さをもたらすことになる。

分割構造はコア・コイルなどを支持する内部 フレーム とその外側の外部 フレーム に分けるいわゆる二重 フレーム 構造で、外部フレームは運搬の便利上さらに軸方向に 4 分割する。この方法の採用により最大重量物(内部フレーム)の重量は 255 t にしかない。

電圧は 24 kV で コイルエンド に アルミ はくを巻込む コロフォイル方式であるが、これはすでに 320 MVA に実施中のものである。

冷却法は固定子回転子とも内部冷却で冷却原理は従来とほとんど差はない。

概略重量は次のとおりである。

回転子重量 50 t

最大重量物(内部フレーム) 255 t

全重量 476 t

本機は 320 MVA とともに今後の大容量標準機種として多数登場することが期待されている。

■ 超大形浚渫船の電機品を受注

重化学工業を中心する各種産業の臨海工業用地造成を積極化するため、昨年 7 月財界各方面の一流名士の発企のもとに国土総合開発株式会社(資本金 10 億円)が設立され、大形浚渫船による浚渫埋立工事をするを旨とし、とくに遠距離硬土盤区域などの悪条件下の作業を可能にしている。同社はその第一着手として世界最大の ポンプ 浚渫船「アラメダ」および「フランシスカン」(船体寸法長約 63 m×幅 15 m×深さ 4.3 m)の建造経験を有する米国 ユタ・コンストラクション、アンド、マイニング 社と提携し、同船図面により超大形浚渫船を三菱造船広島造船所で建造することになりその電機品をいっさい当社で受注製作することになった。

主要機器の仕様は次のとおり、

(1) 船内自家発電機

13,529 kVA (11,500 kW) タービン 発電機、自励式 6,600 V 60 c/s 3,600 rpm 1 台

非常用発電機 500 kVA (400 kW) 450 V 60 c/s 600 rpm ディーゼル 発電機自励式 1 台

(2) レオナードセット 用電動発電機

駆動用同期電動機 2,100 kW 6,600 V 720 rpm 1 台

カット 用直流発電機 1,600 kW 600 V 720 rpm 1 台

スウィングウインチ 用発電機 205 kW 375 V 720 rpm 1 台

スパット 巻上用発電機 125 kW 375 V 720 rpm 1 台

非常駆動用巻線形誘導電動機 200 kW 440 V 60 c/s 1 台

(3) 励磁用電動発電機

40 kW 220 V 1,750 rpm 直流発電機 2 台

45 kW 440 V 1,800 rpm カゴ 形誘導電動機 2 台

6 kW 220 V 1,750 rpm 直流発電機 1 台

7.5 kW 440 V 1,800 rpm カゴ 形誘導電動機 1 台



(4) 直流電動機

カット 用 1,500 kW 600 V 600/900 rpm 1 台

スウィングウインチ 用 190 kW 375 V 850/1,275 rpm 1 台

スパット 巻上用 110 kW 375 V 850/1,200 rpm 1 台

(5) 主 ポンプ 用巻線形誘導電動機

6,000 kW 6,600 V 355-270 rpm 1 台

(6) 低圧動力用変圧器

1,500 kVA 三相乾式自冷式 6,600/450 V 60 c/s 1 台

(7) 補機用電動機

190 kW 誘導電動機ほか約 50 台

(8) 制御装置

6.6 kV メタルクラッド 形配電盤ほか 1 式

本船完成の時は浚渫深度も従来にない、20 m 水深に達し、硬土盤などの特殊地盤の浚渫も可能となり浚渫埋立工事に一大革新をもたらすであろう。

■ 三菱化成(直江津)向けアルミ電解電源用 3,200 kW 直流発電機 18 台受注

アルミ 電解電源としては従来整流器が使用されていたが、今回三菱化成(直江津)向けとして受注した 3,200 kW 直流発電機 18 台は従来の整流器方式によらず ガスエンジン 駆動による画期的なもので、この種方式としては、わが国最初のものである。ガスエンジンは米国 クーパーベッセマー 社より輸入される予定である。

この発電機および励磁機の仕様および特長は次のとおりである。

仕 様

発 電 機	励磁機(共用予備 1 台)		
	直流発電機(主)	直流発電機(副)	原動電動機
3,200 kW	250 kW	10 kW	300 kW
550 V	220 V	110 V	3,300 V
5,820 A	1,135 A	91 A	
333 rpm	980 rpm	980 rpm	980 rpm
連 続	連 続	連 続	連 続
他 励	他 励	複 巻	50 c/s
14P	6P	4P	6P
B 種	B 種	B 種	B 種
18 台	2 台	2 台	2 台

特 長

(1) アルミ 電解電源用として特別に設計されたもので、原動機の特長性ならびに重要性の見地より、その信頼度に重点を置き長年月の連続使用に對し事故なく運転できるよう考慮を払っている。

(2) その他制御装置についても新しい技術を採用し、運転保守点検に便なるように合理的に設計されている。以上

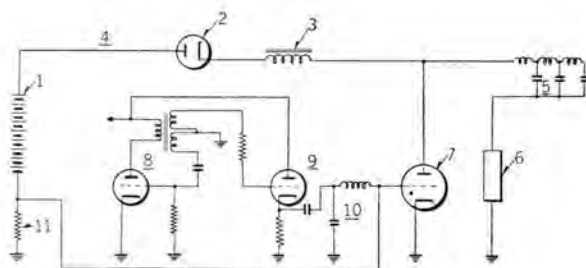


ライン形パルス変調装置

発明者 渡 部 優

この発明はレーダ送信機に使用されるライン形パルス変調装置の改良に関するものである。図において、ブロッキング発振器(8)からの所定の一定繰り返し周期のトリガーパルスが回路(9)(10)を経てサイラコン(7)の格子に印加される。一方パルス成形回路(5)中のコンデンサが直流電源(1)から、ダイオード(2)、リアクトル(3)を経て充電され、サイラコン(7)のァノードの電位は上昇し直流電源電圧のほぼ2倍の大きさとなり充電が完了する。この充電完了後にトリガーパルスがサイラコン(7)のグリッドに印加されるように、回路の時定数が選んである。トリガーパルスの印加によりサイラコンは通電しパルス成形回路(5)中の電荷は放電する。この電荷の放電完了によりサイラコンはふたたび不導通となり、電源(1)からパルス成形回路(5)への充電がはじまる。このようにして負荷(6)に大電力のパルスが供給される。上記サイラコン(7)のグリッドには直流電源(1)からの充電電流によるバイアスが抵抗(11)から加えられている。したがって電源(1)か

らの充電期間中にはたとえサイラコン(7)のグリッドにトリガーパルスが印加されても通電することはない。このためパルス幅の切換えのためのパルス成形回路定数の切換え時、繰り返し周波数の切換え時あるいは電源電圧の急変時などに従来往々にして生じていた大電流続流という故障を除くことができる。(特許第 256589 号)(葛野記)



冷蔵庫温度調節器

発明者 木 下 忠 男

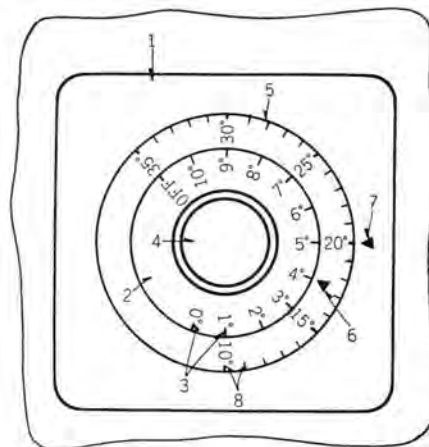
最近の電気冷蔵庫にはほとんど庫内温度の設定と表示とを兼ねた温度調節器が付いているが、冷蔵庫を温度の高い部屋で使用する場合と温度の低い部屋で使用する場合とでは、同じように動作させても庫内温度に高低が生ずるため、実際には所定の庫内温度で動作しているかどうか疑問の場合が多い。

この発明は上のような欠点を除き、できるだけ簡単に庫内温度を所望温度に正確に設定しきわめて能率よく動作させるようにした冷蔵庫温度調節器に関するものである。

図において、(4)は基板(1)上に設けられた回転調節用のつまみで、このつまみ(4)の外周にダイヤル(2)を設け、このダイヤル(2)には庫内温度をたとえば0°Cから10°Cまで刻設した目盛(3)を付しておく。このダイヤル(2)の外周にはこれの目盛(3)の指標(6)と庫外温度をたとえば10°Cから35°Cまで刻設した目盛(8)を有する目盛板(5)を回転しうるように設け、さらに基板(1)に固定指標(7)を設けて、冷蔵庫使用時における庫外温度を目盛板(5)の目盛(8)によって指標(7)に合わせ、この目盛板(5)の指標(6)にダイヤル(2)の目盛(3)の所望温度を合わせるようにする。

従来の温度調節器では、ダイヤル(2)の目盛(3)を直接固定指標に合わせるようにしているため、上に述べたように

ダイヤル(2)の目盛(3)の温度をその指標に合わせて設定しておいても庫外温度によって庫内温度が変わってしまうが、この発明によれば、庫外温度が変わったときにそれに応じて目盛板(5)およびダイヤル(2)を回転させれば、庫内温度はダイヤル(2)の目盛(3)の温度に正確に保たせることができる。このようにすれば温度設定は多少煩雑であるが、きわめて簡単な目盛板(5)を加えるだけで正確に庫内温度を保持させうるから能率よく運転しうるものである。(特許第 271649 号)(竹蔵記)



寄稿年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所属場所
36-4-3	日本機械学会	コマ形回転円板弾性塑性応用計算	川面 恵 司	研究所
36-4-5	日本物理学会	CdS の遠赤外線における光導性の性質	伊 吹 順 章	研究所
36-4-5	日本金属学会	酸化物被覆陰極用基体ニッケル	秦 卓 也	研究所
36-4-5	日本金属学会	50% Ni-Fe 合金の2次再結晶におよぼす純鈍ふんい気の影響	中 島 陽 三	研究所
36-4-5	日本金属学会	液状イオン交換体の分析への応用 (第4報)	小 巻 仁	研究所
36-4-7	大阪大学	250 kVA 10,000 c/s 高周波発電機	生 駒 鏡 郎	神 戸
36-4-7	電気四学会	7.2 kV および 12 kV 新形磁気シ断器	富永正太郎	伊 丹
36-4-7	電気四学会	250 kVA 10,000 c/s 高周波発電機	生 駒 鏡 郎	神 戸
36-4-7	電気四学会	関数発生装置の誤差改善	添田 実	無線機
36-4-7~8	大阪大学	350 kVA キャンドモータポンプの製作	甘 粕 忠 男	長 崎
36-4-7~8	大阪大学	回転子回路に半導体整流器を含む誘導機の特性について	新 良 由 幸	長 崎
36-4-10	電気通信学会	共鳴形単向管における電磁界変位の影響	中原昭次郎	研究所
36-4-10	計 装	超音波による材質の特性検査	松 元 雄 蔵	無線機
36-4-11	照明年報	ケイ光放電管	竹 田 俊 幸	研究所
36-4-13	「需要者」業務用品購買研究雑誌	I.T.V. の利用	上 田 重 夫	無線機
36-4-14	照明年報	光電効果の応用	伊 吹 順 章	研究所
36-4-14	電気学会誌時報	制御電極付素子を使用したイグナイトロン点弧回路の設計	加 藤 又 彦	伊 丹
36-4-14	電気学会誌時報	半導体整流装置の損失測定法	加 藤 又 彦	伊 丹
36-4-14	電気学会誌時報	交流駆動系設計への融通性	加 藤 又 彦	伊 丹
36-4-19	電波技術	モロクトロニクス	大久保利美	研究所
36-4-20	電子科学	トランジスタ・スタティック方式による論理回路	嶋村和也・高橋幸四郎	無線機
36-4-20	工業の進歩	三菱デジタル電子計算 MELCOM-1101F の概要	嶋 村 和 也	無線機
36-4-22	電気学会誌時報	直流、低電圧回路のサージ保護方式	加 藤 又 彦	伊 丹
36-4-24	電気工学年報	照射装置その他	前 田 良 雄	研究所
36-4-27	電気学会	むだ時間をふくむ非整数階積分形制御系	真 鍋 舜 治	研究所
36-4-28	Royal Geographic Society (London)	"Field Test of 24,000 Mc Radar at Tokyo International Airport".	樫本俊弥・近藤輝夫	無線機
36-5-6	金属学会誌	酸化物被覆陰極ニッケル金属組織とグリッドエミッション	立 原 芳 彦・秦 卓 也 花 田 武 明	研究所
36-5-6	日本材料試験協会	放電加工について	齊藤健次郎	研究所
36-5-6	テレビジョン学会会報 No. 2	三菱工業用テレビジョン装置	上 田 重 夫	無線機
36-5-8	電子技術	シリコン可変容量ダイオードとその応用	清 水 潤 治・杉 本 和 彦	研究所
36-5-9	物 性	三菱電機研究所便り	石 黒 克 己	研究所
36-5-9	天然社「船舶」	船用交流カゴ形電動ウインチの電動機定格と温度試験法の考え方	和 田 義 勝	長 崎
36-5-10	OHM	イオンポンプ	藤 永 敦	研究所
36-5-10	OHM	真空蒸着	藤 永 敦	研究所
36-5-12	日本電気協会	航空遷音速風洞駆動用静止レオナード装置	細 野 勇	伊 丹
36-5-12	日本電気協会	低圧配電線用柱上自動電圧調整器ポールレダ	早 瀬 道 明	伊 丹
36-5-12	日本電気協会	自動列車制御装置	北 岡 隆	伊 丹
36-5-12	電気計算	最近の電子冷凍装置	藤 林 隆 次	研究所
36-5-18	日本 IE 協会	電機組立工場におけるメモ・モーションスタディの適用例	久 保 博 司	伊 丹
36-5-24	電気通信学会誌	導波管ハイブリッド回路の広帯域化	立川清兵衛	研究所
36-5-26	無線と実験	CdS の応用について	吉 沢 達 夫・伊 吹 順 章	研究所
36-5-26	高 分 子	高分子注型絶縁材料	穴 山 光 夫	研究所
36-5-31	物 性	Ge dendrite 中の不純物分布	藤林隆次・杉岡八十一 神 崎 遼	研究所
36-6-1	図説電気誌	電力用油入式変圧器の故障ならびに対策	山 内 敦	伊 丹
36-6-2	OHM 誌	電力ヒューズの選定法	岩 崎 行 夫	伊 丹
36-6-5	電気商品	旅館の照明 その 8	小堀富次雄	本 社
36-6-7	真 空	超高真空用金ガasket	甲斐潤二郎	研究所
36-6-8	電気学会誌	照明部門その他の放電灯	竹 田 俊 幸	研究所
36-6-8	特殊鋼誌	最近の三菱電気がについて	中 村 幸 雄	伊 丹
36-6-9	オートメーション	無接点継電器 (サイバック) の正しい使い方	小 川 裕 三	神 戸
36-6-13	電気工事の友	三菱ノーヒューズシ断器	稲 垣 敏 雄	名古屋

講演年月日	主催または開催場所	題 名	講 演 者	所属場所
36-4-7~8	大阪大学	同期機の三相短絡電流について	甲斐 高	長 崎
36-4-7~9	電気四学会	自己平衡形磁気増幅器	浜岡 文夫	研究所
36-4-7~9	電気四学会	磁気増幅器形微小入力直流増幅器	赤松昌彦	研究所
36-4-7~9	電気四学会	U形打抜鉄心を用いた磁気増幅器の締付圧の影響	今出昭彦	研究所
36-4-7~9	電気四学会	波形の異なった比較信号を入力とする磁気増幅器の制御特性	大野 栄一	研究所
36-4-7~9	電気四学会	トランジスタ磁気増幅器形サーボ増幅器の動特性	阪尾正義	研究所
36-4-7~9	電気四学会	集中回路の分布化による電力系統過渡現象の計算	芝 滄寿安	研究所
36-4-7~9	電気四学会	電圧フリッカ防止装置用緩衝リアクタ容量の決定法	林 重雄	研究所
36-4-7~9	電気四学会	超高压系における ショットリアクトル の容量の決定について	森本英男	研究所
36-4-7~9	電気四学会	プログラムによる ロジカル・シミュレータ	福永圭之介	研究所
36-4-7~9	電気四学会	むだ時間をふくむ非整数階積分形制御系	真鍋舜治	研究所
36-4-7~9	電気四学会	水銀整流器の陰極転移現象	池田和郎	研究所
36-4-7~9	電気四学会	制御極付半導体整流器の ゲート回路	岡 久雄	研究所
36-4-7~9	電気四学会	交流電気車両用フィルタの模擬試験	坂東修三	研究所
36-4-7~9	電気四学会	水銀整流器の責務	阿部久康	研究所
36-4-7~9	電気四学会	ガス入り水銀整流器の特性試験	山口峰男	研究所
36-4-7~9	電気四学会	環状プラズマ発生実験報告	河合 正	研究所
36-4-7~9	電気四学会	高温プラズマ発生用イグナイトロンの大電流通電試験	杉本盛行	研究所
36-4-7~9	電気四学会	コロナパルス測定回路の解析	平林庄司	研究所
36-4-7~9	電気四学会	発電機巻線コロナ測定法	水野邦男	研究所
36-4-7~9	電気四学会	絶縁物を介した針対平板電極における コロナの極性効果	原 仁吾	研究所
36-4-7~9	電気四学会	系統短絡電流の減衰特性について	潮 恒郎	研究所
36-4-7~9	電気四学会	残流電流測定用零点検出装置	伊藤利朗	研究所
36-4-7~9	電気四学会	遮断器中の アーク動作 および 影響のシュリーレン法による観測	高見紀二	研究所
36-4-7~9	電気四学会	SF ₆ および 各種ガス中アーク動特性 (その1)	宮本紀男	研究所
36-4-7~9	電気四学会	キロメートル故障 に対する 空気遮断器 の動作	伊藤利朗	研究所
36-4-7~9	電気四学会	蓄勢リアクトルによる交流遮断器の等価試験 (第2報)	大倉敏幹	研究所
36-4-7~9	電気四学会	2進電子計算機における数変換の一手法	豊田準三	研究所
36-4-7~9	電気四学会	電子計算機並行演算操作における一手法	壺井芳昭	研究所
36-4-7~9	電気四学会	5.3 Gc パラメトリック増幅器	白幡 潔	研究所
36-4-7~9	電気四学会	航空機用テルキャップアンテナ の輻射特性の改善	武市吉博	研究所
36-4-7~9	電気四学会	2進電子計算機における直並列論理回路による高速乗除算の一手法	首藤 勝	研究所
36-4-7~9	電気四学会	Tサーキュレータの対称性	中原昭次郎	研究所
36-4-7~9	電気四学会	MELCOM-LD 1 の入力方式	前田良雄	研究所
36-4-7~9	電気四学会	2進電子計算機における浮動小数点演算の一手法	吉江高明	研究所
36-4-7~9	電気四学会	進行波管用減衰器の減衰特性の計算	戸田哲雄	研究所
36-4-7~9	電気四学会	MgO 冷陰極管の寿命試験	青木伸一	研究所
36-4-7~9	電気四学会	線形加速器 Regular Section 内の電子運動	入江	研究所
36-4-7~9	電気四学会	電子ビームアナライザ の一方式	建石昌彦	研究所
36-4-7~9	電気四学会	絶縁材料としての ナイロン紙 の諸特性	大杉 肇	研究所
36-4-7~9	電気四学会	冷媒液中の エナメル線 の耐摩耗性	白井万治郎	研究所
36-4-7~9	電気四学会	各種エナメル線 の熱劣化 (II) ホルマール 線におけるウニスの影響	坂田桂三	研究所
36-4-7~9	電気四学会	固有抵抗の高い方向性 50% Ni~Fe 合金の磁性	長谷川邦弘	研究所
36-4-7~9	電気四学会	スリッパリングの傷損と ブラシ摩耗 (4) 金属黒鉛の銅%の影響	森田義男	研究所
36-4-7~9	電気四学会	ケイ素鋼帯 の磁気特性連続自記装置 (II)	土屋 英司	研究所
36-4-8	大阪大学	選音速風洞用 22.500 kW 電動設備の試験結果	武田英夫	長 崎
36-4-8	大阪大学	KD 形三相高速度方向短絡距離継電器	古谷昭雄	神 戸
36-4-8	大阪大学	故障点標定式距離継電器	北浦孝一	神 戸
36-4-8	大阪大学	第2高周波抑制付比率差動継電器	寺田 真	神 戸
36-4-8	大阪大学	推力軸受摩擦面の プリント模様 と摩擦現象	福岡千種	神 戸
36-4-8	大阪大学	自動電圧調整系の解析	平山博朗	神 戸
36-4-8	大阪大学	短絡優先式多相同時再開路継電方式	島田五郎	神 戸

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本 社	東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 (東京ビル内) (電) 東京 (201) 大代表 1611
本社商品事業部	東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル内) (電) 東京 (211) 代表 2511・2531
本社施設部	東京都千代田区丸の内 1 丁目 8 番地 (仲 27 号館) (電) 東京 (211) 代表 1261・1271・1281
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル 3 階) (電) 東京 (211) 代表 2511
大阪営業所	大阪市北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (34) 代表 5251
名古屋営業所	名古屋市中区広小路通り 2 の 4 (電) 本局 (23) 代表 6231
福岡営業所	福岡市天神町 58 番地 (天神ビル内) (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市大通り西 1 丁目 13 番地 (電) 札幌 (3) 代表 9151
仙台営業所	仙台市大町 4 丁目 175 番地 (新仙台ビル内) (電) 仙台 (2) 代表 6101
富山営業所	富山市安住町 23 番地 2 (電) 富山 (2) 0151
広島営業所	広島市八丁堀 63 番地 (昭和ビル内) (電) 中 (2) 2211
高松営業所	高松市寿町 1 丁目 4 番地 (第一生命ビル内) (電) 高松 (2) 代表 5021 (ビル) 4416 (直通)
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (34) 代表 5251
小倉出張所	小倉市京町 10 丁目 281 番地 (電) 小倉 (5) 8234
静岡出張所	静岡市七間町 9 番地 10 (電) 静岡 (2) 2595 (3) 2962
金沢駐在員	金沢市田丸町 55 番地 1 (電) 金沢 (3) 6213
岡山駐在員	岡山市内山下 30 番地 (佐々木ビル) (電) 岡山 (3) 2948
研究所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
商品研究所	神奈川県鎌倉市大船 782 番地 (電) 大船 代表 3131
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 兵庫 (6) 代表 5041
兵庫製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
長崎製作所	長崎市平戸小戸町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代表 3101
無線機製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 1531
静岡製作所	静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (3) 0141~0145
中津川製作所	岐阜県中津川市駒場 (電) 中津川 2121~8
和歌山製作所	和歌山県和歌山市 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275
福岡製作所	福岡市今宿青木 690 番地 (電) 福岡 (82) 代表 1568
福山製作所	福山市沖野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 代表 6900
大船製作所	神奈川県鎌倉市大船 800 番地 (電) 大船 代表 2121
世田谷製作所	東京都世田谷区池尻町 437 (電) 東京 (414) 代表 8111
北伊丹製作所	福島県郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 1220~1223
鎌倉製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 代表 5131
無線機製作所	神奈川県鎌倉市上町屋 325 番地 (電) 大船 4141
東京工場	東京都世田谷区池尻町 305 (電) 東京 (414) 代表 8111
札幌修理工場	札幌市北二条東 12 丁目 98 番地 (電) 札幌 (2) 3976

次号予定

三菱電機 Vol. 35 No. 12

- 航空機用サーキットブレーカとシナ断試験装置
- コロナ測定回路の解析
- 計数形電子計算機入出力の方式 (2)
- 三菱エポキシガラスプリント基板
- 航空機用 VHF 帯垂直尾翼埋込み形アンテナ
- アンローダ用電機品
- 航空機搭載電子機器用小形電源トランス
- 三菱 FD-6 形新形超音波探傷機
- PWR 用磁気ジャック形制御棒駆動装置
- 鉄、非鉄判別金属検出装置
- 「三菱エレベーター」一般用交流標準エレベーター
- MAR-3 形航空機用短波無線機
- トランジスタ化遠隔測定装置
- 最近の送電線保護継電器 (2)
- 技術解説: 高周波誘導加熱装置 (IV)
高周波発電機用配電盤

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	小倉弘毅	常任委員	宗山片經	村岡本崎	平一示
常任委員	浅井徳次	委員	山片經	岡本崎	示弥助
〃	荒井安藤	〃	藤安藤	藤安藤	博助
〃	小川清一	〃	小川清一	小川清一	博助
〃	小堀富次	〃	小堀富次	小堀富次	博助
〃	高井得一	〃	高井得一	高井得一	博助
〃	中野光雄	〃	中野光雄	中野光雄	博助
〃	馬場文夫	〃	馬場文夫	馬場文夫	博助
〃	船橋正信	〃	船橋正信	船橋正信	博助

(以上 50 音順)

昭和 36 年 11 月 20 日印刷 昭和 36 年 11 月 23 日発行

「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 小倉弘毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高橋武夫

発行所

三菱電機株式会社内「三菱電機」編集部

東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 電話 東京 (201) 1611

発売元

東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店

電話 (291) 0915・0916 製替東京 20018

大形硬質ラドーム (NCW-6 / GPS) 完成

ラドーム (Radar Dome-Radome) は風雨・冰雪などからアンテナを保護するドームであるが、レーダサイト用のはアンテナだけでなくレーダ装置全体を収容し、機器全体の価格の低減をはかっている。ここに記載したものは本年8月防衛庁に納入した直径が約 17 m もあるレーダサイト用の地上大形硬質ラドームである。

このラドームは機械的性能・電気的性能の優秀なことはもちろん運搬、分解組立が容易である上にラドーム内部も非常に明るいのでレーダ保護用ドーム以外にもインスタントハウスとして展示会用建物あるいは一時的な倉庫など種々の目的に使用できる。

パネルの総数はヒシ形の主パネル A、B、C、D およびその異形も含んで 275 個と五角形、六角形ハブ 86 個とから成り、各パネル、ハブには互いにボルト締めにより接合できるようフランジ部があるので、これらパネル、ハブを一定の組立順序に従って組立てていけば写真に見るような球形となる。
大きさ：直径約 17 m、高さ約 12 m で普通の鉄筋コンクリート 3 階建の高さ。

材 料：ガラス 繊維強化 ポリエステル。

性 能：機械的強度、風速 70 m/sec、積雪 40 cm に耐える。電気的性能、周波数 3,000 Mc 以下で電力透過率が 90% 以上。

使用材料の機械的強度試験および電気的性能試験の結果をそれぞれ表 1 および表 2 に示す。

表 1 フランジ部の機械的強度

試 験 項 目	規 格 値	実 測 値
引 張 強 さ(kg mm ²)	28	34
引張弾性率(kg mm ²)	2,100	2,800
曲 げ 強 さ(kg mm ²)	35	46
曲げ弾性率(kg mm ²)	2,100	3,100
圧 縮 強 さ(kg mm ²)	24	27
圧縮弾性率(kg mm ²)	2,100	2,900

表 2 電気的性能

試験項目	標準状態		24 時間水浸		備 考
	規格値	実測値	規格値	実測値	
誘 電 率	4.3以下	4.2	4.5 以下	4.3	MIL-P-8013 Type III に準じ 9,375 Mc で測定
誘電体損失	0.020 以下	0.012	0.025 以下	0.013	

硬質ラドーム NCW-6, GPS

