

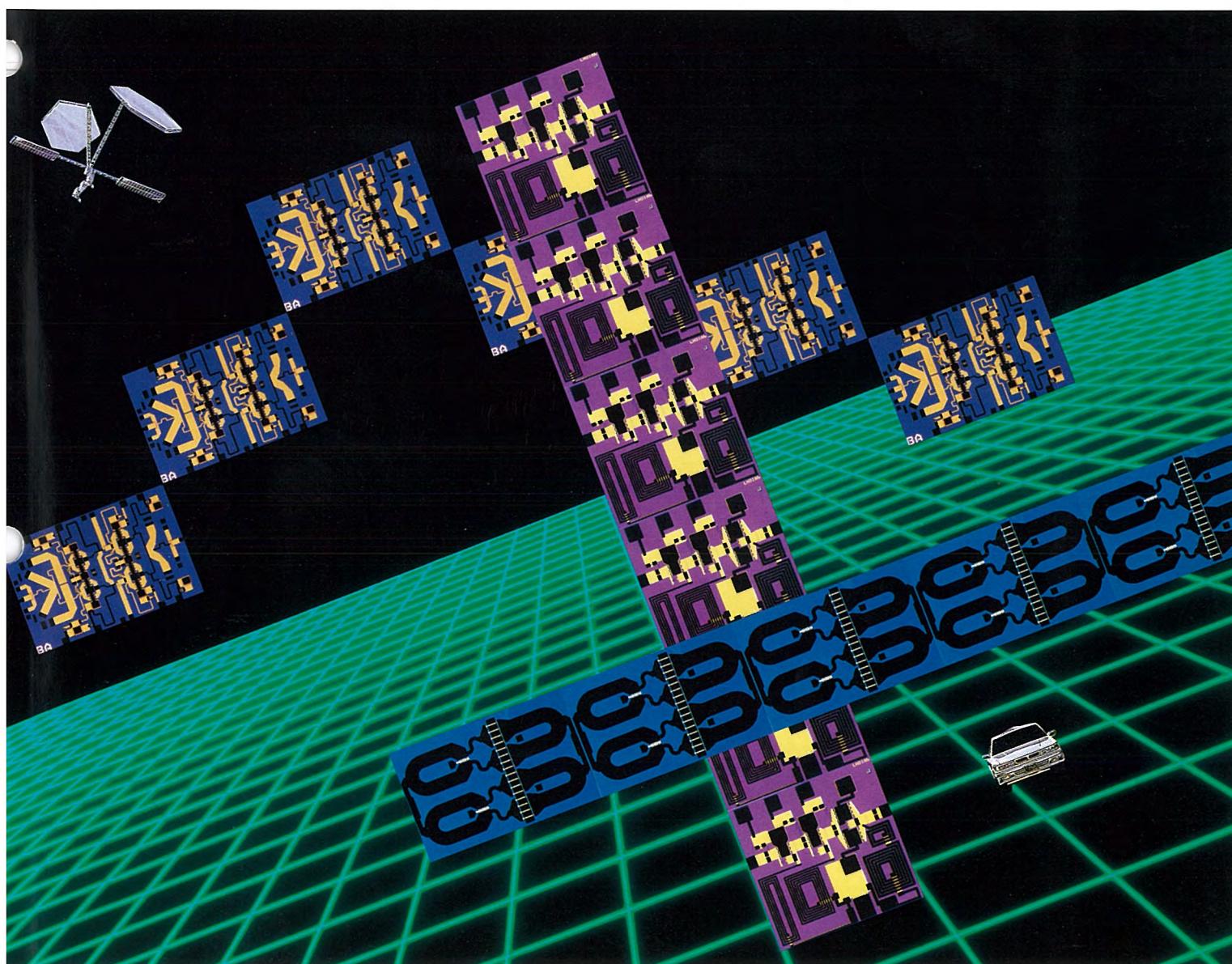
MITSUBISHI

三菱電機技報

MITSUBISHI DENKI GIHO Vol.64 No.9

9
1990

マイクロ波デバイス特集



マイクロ波デバイス特集

目 次

特集論文

巻頭言	1
岡 久雄	
マイクロ波デバイスの概要	2
橋本 勉	
GaAsFETの製品概要	8
山内真英・園田琢二	
HEMT MMIC増幅器	11
加藤隆幸・佐々木なぎさ・吉井 泰・小引通博・長浜弘毅	
マイクロ波高出力FET増幅器	15
高木 直・清野清春・池田幸夫・石原 理・藤原正人・田村高之	
超小型地球局用マイクロ波周波数変換器	19
青木克比古・山中 治・堂前光洋・浦崎修治・飯田明夫・伊東健治	
マイクロ波モノリシック移相器	24
伊山義忠・松永 誠・石原 理・青木 浩・増田義弘	
SAWデバイス	29
三須幸一郎・永塚 勉・和高修三・井上 健・末田岳志	
静磁波デバイス	33
浅尾英喜・宮崎守泰・大橋英征・石田修己	
マイクロ波伝送用LDモジュール	38
山下純一郎・仲川栄一・笠原久美雄・柿本昇一	
超電導マイクロ波デバイス	43
野口 卓・高見哲也	
X帯集積化受信機モジュール	47
川上陽一・功刀 賢・西田幸治	

普通論文

電力系統需給計画支援システム	51
伊与田 功・須藤剛志・土井 淳	
水中サンドポンプ用大容量油封式水中電動機	55
本多正人・池田雅博・川口和孝	
配線レス大電流用プリント基板	60
林 倍・足立敏治・風間 務・崎田喜久雄	
大電力Xバンドクライストロン	65
林 和孝・田中利二・逸見和久・家喜洋司・山下進一	
FAX用帯域圧縮伸長コントローラ M66330SP/FP	69
今中良史・広川祐之・吉田真澄・谷口正治・真野純司	
Xウインドウシステムの実装	74
田中 敦・福岡久雄・齊藤智明・福島克己	
車載ナビゲーション用位置検出技術	78
上田文夫・播口正雄・野田博司・横内一浩・清水 修	

特許と新案

階段昇降装置、プッシュスイッチ	85
交流エレベータの制御装置	86
自動製氷機搭載 5ドア冷蔵庫	
《スペシャリテ450MR-B45J形》	82
C帯16W高出力GaAsFET	83
電話機用DTMFレシーバIC M50177P	84
三菱常用自家発電設備 中容量 MDGシリーズ	(表3)

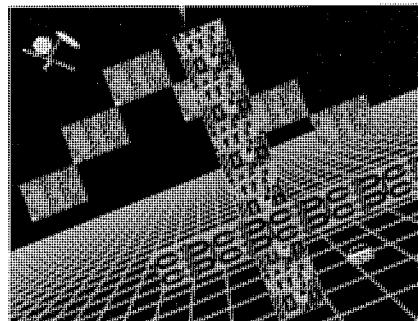
表紙

マイクロ波モノリシック増幅器

回路パターン

GaAs基板上に半導体素子とマイクロ波回路とを一体構成したMMIC（モノリシックマイクロ波集積回路）は、小型で信頼性が高いことから、衛星通信、移動体通信、レーダ等のキーデバイスとして脚光を浴びている。

表紙の模様は、当社で開発したいろいろな周波数帯のMMIC化高出力増幅器の回路パターンである。



アブストラクト

マイクロ波デバイスの概要

橋本 勉

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P2~7

移動体通信の発展に伴い、マイクロ波機器の小型・軽量化の要求は強く、この要求に沿ったものとして、機器の心臓部に当たるマイクロ波デバイスのモノリシックMIC化は技術の大きな流れを形成しつつある。この動向を踏まえて、通信やレーダで使用されているマイクロ波デバイスのうち、増幅器（高出力、低雑音、超広帯域）、移相器（アナログ、ディジタル）、周波数変換器について概要を述べている。

GaAsFETの製品概要

山内眞英・園田琢二

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P8~10

衛星通信の大衆化に伴い、マイクロ波通信機器の用途が拡大している。これらに用いるマイクロ波送受信増幅器の高寿命化、小型化等の観点からキーデバイスであるGaAsFETの性能向上が要望されている。ここでは、当社GaAsFETの製品概要及びその特長について述べる。受信用低雑音素子については、新たに開発したInGaAsひずみ層HEMTを、送信用高出力素子については、電力付加効率50%を実現した高効率新構造デバイスについて述べる。

HEMT MMIC増幅器

加藤隆幸・佐々木なぎさ・吉井 泰・小引通博・長浜弘毅

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P11~14

HEMTをMMIC増幅器に応用し、設計・試作を行った。MMIC増幅器への応用に当たっては、衛星放送受信用12GHzを帯低雑音増幅器と分布型広帯域増幅器を選択した。前者に関しては、2段増幅器において雑音指数1.7dB以下、利得15.0dB以上、後者に関しては周波数帯域2~18GHzで電力利得7±0.9dB、雑音指数6.2dB以下の特性を得、MMIC増幅器におけるHEMTの低雑音特性・高利得特性に対する有効性を実証した。

マイクロ波高出力FET増幅器

高木 直・清野清春・池田幸夫・石原 理・藤原正人・田村高之

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P15~18

各種通信システムの送信用マイクロ波増幅器として、高出力FET増幅器が多用されようとしている。この増幅器には、高出力化・高効率化、低ひずみ化、小型化等が要求される。ここでは、出力1WのKa帯増幅器、効率48%のC帯高出力・高効率増幅器、Ku帯低ひずみ増幅器、及びモノリシック化したX帯、L帯高出力FET増幅器について述べる。

超小型地球局用マイクロ波周波数変換器

青木克比古・中山 治・堂前光洋・浦崎修治・飯田明夫・伊東健治

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P19~23

Ku帯超小型地球局(VSAT)用周波数変換器とKa帯受信専用局用低雑音周波数変換器について述べる。Ku帯周波数変換器では、二重周波数変換方式とシンセサイザ化局部発振器を採用して全帯域を可変とし、シンセサイザはハーモニックミクサの採用と、チャネルに対してループ定数を切り替えることにより、小型化と低位相雑音化を図った。Ka帯低雑音周波数変換器では、サンプリング位相検波器を用いたマイクロ波位同期発振器を用いて低位相雑音化を図った。

マイクロ波モノリシック移相器

伊山忠・松永 誠・石原 理・青木 浩・増田義弘

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P24~28

半導体移相器は、小型軽量なため、多数の移相器を用いるフェーズドアレーランテナの位相制御素子に用いられている。特に近年は、半導体プロセス技術の進歩により、半導体素子や伝送線路などを一つの半導体基板上に一体構成するモノリシック移相器の開発が進み、フェーズドアレーランテナの性能向上に貢献している。ここでは、挿入損失6.2dB以下の低損失X帯モノリシック移相器、及び比帯域30%で移相量誤差6°(RMS)以下、反射電力-17.5dB以下の広帯域S帯モノリシック移相器について述べる。

SAWデバイス

三須幸一郎・永塚 勉・和高修三・井上 健・末田岳志

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P29~32

SAW (Surface Acoustic Wave) を用いると、VHF~UHF帯で、フィルタ、共振器等の回路素子を小型にできる。本稿は、5電極構成を用いて低損失化(挿入損失5dB)を図った900MHz帯SAWフィルタ、誘導m型回路を用いて高アイソレーション(42dB以上)を達成したスペクトル拡散通信用SAWフィルタバンク、Qの高いSAW共振器を用いて位相雑音-90dBc/Hz(@100Hz)を達成した500MHz帯SAW発振器の開発結果について述べる。

静磁波デバイス

浅尾英喜・宮崎守泰・大橋英征・石田修己

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P33~37

磁性体薄膜を伝搬する静磁波を用いたデバイスには、伝搬速度が遅いこと、印加磁界によって伝搬速度が変化すること、非線形特性が現れやすいこと、など静磁波の特性が利用されている。ここでは、静磁波の特性とその応用、及び5~20GHzの同調帯域を持つ2共振器型発振器と2~4GHzで3dB以上のエンハンスメント量を持つ対称スロット線路型S/Nエンハンサの開発結果について述べる。

マイクロ波伝送用LDモジュール

山下純一郎・仲川栄一・笠原久美雄・柿本昇一

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P38~42

マイクロ波信号伝送用LD (Laser Diode) モジュールを開発した。このモジュールは、外部からの光学的・熱的じょう(擾)乱に対してLDの動作に影響を受けないよう光アイソレータ、熱電子素子を内蔵している。また、低雑音かつ高速応答性を持つLDと、広帯域なマイクロストリップ給電系との組合せにより、DC~5GHzの電気信号を位相雑音-135dBc/Hz以下で光信号に変換することができる。

超電導マイクロ波デバイス

野口 卓・高見哲也

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P43~46

Nb/AlOx・Al/Nbトンネル接合を用いた94GHzミキサー／受信機と140MHzSQUID増幅器を製作し、性能の評価を行った。超電導トンネル接合をミキサー素子とし、初段の中間周波増幅器として冷却FET増幅器(雑音温度14±0.5K)を用いた94GHzミリ波受信機において、最小雑音温度99±4Kを得た。この結果から求めた94GHz超電導トンネル接合ミキサーの最大変換効率は0.5±0.02であり、ミキサー雑音温度は入力部での損失による寄与を含めて70Kであった。

同調型140MHzSQUID増幅器において、最小雑音温度0.8K、利得約20dBが実現された。この同調型140MHzSQUID増幅器を超電導トンネル接合ミキサーの中間周波増幅器として用いることにより、94GHz帯の雑音温度を低減できることを示した。

Abstracts

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 24 ~ 28 (1990)

Microwave Monolithic Phase Shifters

by Yoshitada Iyama, Makoto Matsunaga, Osamu Ishihara, Hiroshi Aoki & Yoshihiro Masuda

Because of their compactness and light weight, semiconductor phase shifters are employed as the phase-controlling devices in phase-array antennas using large numbers of phase shifters. In particular, advances in recent years in semiconductor production processes have led to the development of monolithic phase shifters in which semiconductor devices, transmission lines, and other components are integrated on a single semiconductor substrate, and such monolithic devices have contributed to enhanced performance by phased-array antennas. The article discusses an X-band monolithic shifter with an insertion loss of less than 6.2dB, and a broad-band S-band monolithic phase shifter with a phase error of less than 6° (RMS) over 30% bandwidth, and a reflected power of less than -17.5dB.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 29 ~ 32 (1990)

Surface Acoustic-Wave Devices

by Koichiro Misu, Tsutomu Nagatsuka, Shuso Wadaka, Takeshi Inoue & Takeshi Sueda

Surface acoustic-wave (SAW) devices are widely used in VHF and UHF bands as filters, resonators, and other circuit components owing to their small size. The article introduces: a low-loss 900MHz-band SAW filter (insertion loss: 5dB) using a five-transducer arrangement, a high-isolation SAW-filter bank (isolation: 42dB) using an m-derived ladder, and a low-noise 500MHz-band SAW oscillator Noise level: -90dBc/Hz at 100Hz) using a high-Q SAW resonator.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 33 ~ 37 (1990)

Magnetostatic Wave Devices

by Hideki Asao, Moriyasu Miyazaki, Hideyuki Ohashi & Osami Ishida

Devices that employ the propagation of magnetostatic waves in magnetic thin films take advantage of the slow group velocity, the ability to change the propagation velocity by altering the bias magnetic field, and nonlinearity. This article reviews the properties and applications of magnetostatic waves, and describes the results of the development of a dual-resonator oscillator with a bandwidth tunable between 5 and 20GHz, and of a symmetrical slot-line S/N enhancer providing an enhancement of more than 3dB between 2 and 4GHz.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 38 ~ 42 (1990)

A Laser-Diode Module for Microwave Transmission

by Jun'ichiro Yamashita, Eichi Nakagawa, Kumio Kasahara & Shioichi Kakimoto

A laser-diode module for microwave-signal transmission was developed. This module incorporates an optical isolator and thermionic devices to prevent external optical or thermal disturbances from affecting the LD operation. By combining a low-noise, fast-response LD with a broad-band microstrip coupling system, electric signals between DC and 5GHz can be converted into optical signals with a phase noise level of less than -135dBc/Hz.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 43 ~ 46 (1990)

Superconductive Microwave Devices

by Takashi Noguchi & Tetsuya Takami

94GHz mixer/receivers using a Nb/Alox·Al/Nb tunnel junction, and 140MHz SQUID amplifiers were fabricated and their performance evaluated. The 94GHz millimeter-wave receivers have a minimum noise temperature of 99 ± 4 K. From the result, the maximum conversion efficiency for the 94GHz superconducting tunnel-junction mixer was determined to be 0.5 ± 0.02 , and the mixer noise temperature, including the contribution of losses at the input, was 70K. Tunable 140MHz SQUID amplifiers with a minimum noise temperature of 0.8K and a gain of approx. 20dB were realized. By employing such a device as the intermediate-frequency amplifier of a superconducting tunnel-junction mixer, it was shown that the noise temperature in the 94GHz band could be lowered.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 2 ~ 7 (1990)

The State of the Art in Microwave Devices

by Tsutomu Hashimoto

Progress in mobile communications has led to a burgeoning demand for compact, lightweight microwave devices, and monolithic microwave integrated circuits (MMICs) constitute much of the engineering answer to such demands. Emphasizing MMICs, the article reviews amplifiers, phase shifters, and frequency converters used in communications and radar equipment.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 8 ~ 10 (1990)

New GaAs FETs

by Masahide Yamanouchi & Takuji Sonoda

The widespread employment of satellite communications has been accompanied by expanded applications for microwave-communications equipment. As GaAs FETs figure prominently in efforts to extend the lifetimes and reduce the sizes of microwave-communications amplifiers, improvements in their performance is desired. This article summarizes the GaAs FET products of Mitsubishi Electric, and describes a newly developed GaAs-based pseudomorphic HEMT, a low-noise device for use in receivers, and a high-efficiency device with a novel structure achieving a high power efficiency of 50%, for use as a high-output device for transmitters.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 11 ~ 14 (1990)

HEMT MMIC Amplifiers

by Takayuki Kato, Nagisa Sasaki, Yutaka Yoshii, Michihiro Kobiki & Koki Nagahama

12GHz-band low-noise amplifier and a distributed broad-band amplifier were chosen for use in these HEMTs. The former device, with two stages, had a noise figure of less than 1.7dB and a gain of more than 15.0dB; the latter had a power gain of 7 ± 0.9 dB and a noise figure of less than 6.2dB at frequencies between 2 and 18GHz. These results demonstrate the advantages of adopting HEMTs in MMIC amplifiers to achieve lower noise figures and higher gain.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 15 ~ 18 (1990)

Microwave High-Power FET Amplifiers

by Tadashi Takagi, Kiyoharu Seino, Yukio Ikeda, Osamu Ishihara, Masato Fujiwara & Takayuki Tamura

Microwave high-power FET amplifiers are frequently employed for microwave transmitters in various communications systems. Such amplifiers must meet demands for high output, high efficiency, low distortion, and small physical size. This article discusses a Ka-band amplifier with an output of 1W, a C-band high-output, high efficiency (48%) amplifier, a Ku-band low-distortion amplifier, and monolithic X-band and L-band high-power FET amplifiers.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 19 ~ 23 (1990)

Microwave-Frequency Converters for Very Small Aperture Terminals

by Katsuhiro Aoki, Osamu Yamanaka, Mitsuhiro Oomae, Shuji Urasaki, Akio Iida & Kenji Ito

Frequency converters for use in Ku-band ultrasmall earth stations (very small aperture terminals) and low-noise frequency converters for use in Ka-band receive-only stations are discussed. Frequency converters for the Ku-band adopt a dual frequency-conversion process with synthesized local oscillators, enabling conversion over the entire assigned bandwidth. The synthesizer employs a harmonic mixer and can switch between different loop constants depending on the channel, for greater compactness and low phase noise. The Ka-band low-noise frequency converter makes use of a microwave phase-locked oscillator employing a sampling phase detector, to achieve low phase noise.

アブストラクト

X帯集積化受信機モジュール

川上陽一・刃刀 賢・西田幸治

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P47~50

マイクロ波集積化モジュールは、数種のマイクロ波半導体回路を集積化し、一つの筐体内に実装してサブシステム化したものである。その一例として、可変減衰器、ミキサー、低雑音増幅器等で構成したX帯受信機モジュールの開発結果を性能、モジュール化法を中心に述べる。また、このモジュール作製に採用したCAD手法と製造技術を紹介する。

大電力Xバンドクライストロン

林 和孝・田中利二・逸見和久・家喜洋司・山下進一

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P65~68

産業用の電子線型加速器システムの小型、軽量化のため、従来のSバンド高周波源に代わるXバンド源が必要であった。このため、せん頭出力4MWクラスの大電力Xバンドパルスクリストロンを開発した。Sバンドクリストロンと比較して、電力密度及び電界強度の増大のため、各部の耐電力設計に十分注意を払い、動作周波数9.3GHz、パルス幅5μsで、せん頭出力4.2MW（平均出力4.2kW）の性能を得ることができた。

電力系統需給計画支援システム

伊与田 功・須藤剛志・土井 淳

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P51~54

電力系統の年間需給計画の策定を支援するため、計算機プログラムシステムを開発した。このシステムは、燃料の消費上下限制約、発電機の起動停止回数の制限、各発電機の補修計画などを考慮しつつ、経済的で信頼度の高い系統状態なるように、1時間ごとの各発電機の発電電力量を決定するものである。このシステムは、最新の計算機技術を用いており、計算速度、マンマシン環境、ファイル管理機能等実務レベルのものである。

FAX用帯域圧縮伸長コントローラ M66330SP/FP

今中良史・広川祐之・吉田真澄・谷口正治・真野純司

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P69~73

G3ファクシミリに適したアーキテクチャを持つ帯域圧縮伸長コントローラを開発した。中間符号化方式の採用により、ハードウェアとソフトウェアの最適化を図った。また、ROMシーケンサ方式の採用及びラインメモリの内蔵により、処理の高速化を図った。

CCITTテストチャートによる処理時間評価を行い、十分な処理性能が得られることを確認した。ここでは、このコントローラの機能、アーキテクチャ、設計技術、性能評価等を報告する。

水中サンドポンプ用大容量油封式水中電動機

本多正人・池田雅博・川口和孝

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P55~59

奥野電機㈱経由(㈱栗本鐵工所に、海砂採取サンドポンプ駆動用の550kW油封式水中電動機を開発・納入した。従来の水中電動機に比べて画期的な大容量機であり、高深度(最大100m)で使用されるために技術的課題も多い。本稿では、その課題である機械損失の低減、大容量均圧装置、軸封装置、ケーブル接続部の耐水性について、その解決策を中心に述べるとともに、サンドポンプ及び油封式水中電動機の概要を紹介する。

Xウインドウシステムの実装

田中 敦・福岡久雄・齊藤智明・福島克己

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P74~77

米国MITで開発され、現在業界標準となっているXウインドウシステムを、エンジニアリングワークステーションMEシリーズに実装した。実装段階で、コードチューニング及びMEシリーズのハードウェア特性の活用により、大幅に描画性能を向上させた。この結果、MEシリーズ上のXウインドウシステムは、極めて実用性の高いものとなった。

本稿では、Xウインドウシステムの実装方式と、独自に行った高速化手法について述べる。

配線レス大電流用プリント基板

林 悟・足立敏治・風間 務・崎田喜久雄

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P60~64

大電流制御用電子機器(サーボ制御装置など)のパワー回路部に適用可能な大電流用プリント基板(パワーP板)を開発し、新型サーボ用のプリント基板に実用化を図り、パワー回路部配線組立ての自動化・高信頼化を達成した。パワーP板には次に示す特長がある。

- (1) 厚銅はく・広幅の導体パターンにより、温度上昇の低減を達成した。
- (2) 放熱性の著しく良好な層構成を新しく考案し、適用した。
- (3) 発熱部品の放熱対策を実施し、基板温度低減を図った。

車載ナビゲーション用位置検出技術

上田文夫・播口正雄・野田博司・横内一浩・清水 修

三菱電機技報 Vol.64・No.9・P78~81

マツダ㈱の新型車ユーノスコスモに採用された車載情報システムの核、車載ナビゲーション用位置検出装置を開発した。適用した位置検出技術は、地磁気方位センサと車輪速センサの両方を自動補正で強化した推測航法、人工衛星を利用する衛星航法(GPS)、そして複数の候補位置を想定するマップマッチング航法の三つの主要な新技術を融和させたものである。これにより、位置検出エラーの修正操作が不要で、かつ高精度の位置検出が可能となった。

Abstracts

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 65 ~ 68 (1990)

A High-Power X-Band Klystron

by Kazutaka Hayashi, Toshiji Tanaka, Kazuhisa Hemmi, Hiroshi Ieki & Shin'ichi Yamashita

In order to reduce the size and weight of industrial-use linear electron accelerators, X-band RF power sources are needed to replace the conventional S-band sources. For this purpose, an X-band half-angle pulse klystron with a large power output (peak output: 4MW) was developed. Because of the higher power densities and electric-field intensities compared with S-band klystrons, special care was taken in designing the various components to withstand large powers. For this device, an operating frequency of 9.3GHz, a pulse width of 5μs, and a peak output of 4.2MW (average output: 4.2kW) were achieved.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 69 ~ 73 (1990)

The M66330SP/FP Band Compression and Expansion Controller

by Yoshifumi Imanaka, Masayuki Hirokawa, Masumi Yoshida, Masaharu Taniguchi & Junji Mano

A band compression and expansion controller with an architecture suited to use in G3 facsimile equipment was developed. Hardware and software optimization was accomplished through the adoption of an intermediate coding method. Processing speeds were raised by employing a ROM sequencer and incorporating line memories. Coding and decoding performance was evaluated using CCITT test charts, and ample processing performance was verified. The article reports on the functions, architecture, design, and performance of the controller.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 74 ~ 77 (1990)

An Implementation of the X-Window System

by Atsushi Tanaka, Hisao Fukuoka, Tomoaki Saito & Katsumi Fukushima

The X-Window System was implemented on a Mitsubishi Electric ME Series engineering workstation. Drawing performance has been greatly enhanced by code tuning during the implementation, and by taking advantage of the hardware capabilities of the ME Series. As a result, the X-Window System on the ME Series was found to be well suited for practical use. This article describes the procedure for implementation of the X-Window System, as well as novel measures taken to boost processing speeds.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 78 ~ 81 (1990)

Location Technologies for Car-Navigation Systems

by Fumio Ueda, Masao Hariguchi, Hiroshi Noda, Kazuhiro Yokouchi & Osamu Shimizu

This method was installed in a navigation system in Mazda's latest model, the Eunos Cosmo. It features three new technologies that harmonize with each other: a dead-reckoning technique supplemented by automatic calibration of the heading based on a geomagnetic compass and a dual wheel sensor, a global positioning system (GPS) employing satellite signals, and a map-matching navigation method in which a number of possible locations are considered.

These improvements eliminate the need for location-error correction, and enable highly accurate location.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 47 ~ 50 (1990)

An X-Band Integrated Receiver Module

by Yoichi Kawakami, Satoshi Kunugi & Yukiharu Nishida

Microwave IC modules consist of various microwave semiconductor ICs mounted in a single housing to function as a subsystem. As one example of such devices, the article describes a newly developed X-band receiver module incorporating a variable attenuator, mixer, and low-noise amplifier, among other components, and focuses on the performance and module construction of the device. Also introduced are the CAD procedures employed in constructing the module, and the engineering used in its fabrication.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 51 ~ 54 (1990)

Annual Operation-Planning Support Systems for Power System

by Isao Iyoda, Takeshi Sutoh & Atsushi Doi

Computer program systems were developed to support the planning of annual operation schedules for electric utilities. These systems determine the amount of power to be generated by each generator hour by hour, such that the power system remains economical yet highly reliable, taking into account fuel-consumption constraints, generator-cycling-operation constraints, and maintenance schedules for each generator. The systems makes use of the latest computer technology, and are suited for practical use in terms of processing speed, man-machine environments, and file-management functions.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 55 ~ 59 (1990)

Large Oil-Filled-Type Submersible Motors for Sand Pumps

by Masato Honda, Masahiro Ikeda & Kazutaka Kawaguchi

Oil-filled submersible electric motors rated at 550kW/14P, designed for use in driving pumps to suck up sand from sea beds, were developed and delivered to Kurimoto, Ltd. These motors provide vastly greater power outputs than previous submersible motors. (However, numerous engineering problems must still be overcome to enable use at great depths up to 100m.) The article describes solutions to the problems of reducing mechanical losses and waterproofing the large-capacity pressure-compensating, equipment, shaft-sealing equipment, and waterproofing cable connections, and introduces the sand pumps and oil-filled submersible motors.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 64, No. 9, pp. 60 ~ 64 (1990)

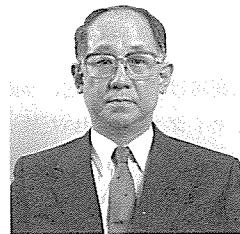
Printed-Circuit Boards for Power-Supply Circuits

by Satoru Hayashi, Toshiharu Adachi, Tsutomu Kazama & Kikuo Sakita

Large-current printed-circuit boards (power PC boards) were developed for use in the power circuits of electronic equipment for large-current control (servomechanisms, etc.). Innovations were added aiming at practical application, and reliable automated assembly of wiring by the power PC boards was achieved. The features of the power PC boards include: reduced temperature rises rising due to large currents through the use of thick copper foil and wide conducting patterns; the conception and application of a novel layered construction which greatly improves heat dissipation; and measures to counteract the effects of heat dissipation from components, thereby lowering the substrate temperatures.

卷頭言

取締役副社長
工学博士 岡 久雄



電子レンジによって、マイクロ波機器が家庭の台所に入つて久しい。そして最近は衛星放送の普及に伴い、茶の間にも入ってきた。更に衛星を利用した移動体通信の世界的展開によって、マイクロ波機器は人間と行動を共にする情報センサとしての役割を演じようとしている。マイクロ波デバイスはこのマイクロ波機器の心臓部に当たるもので、マイクロ波の発生、増幅、制御などの機能を行うものである。

マイクロ波デバイスの歴史は大きく次の三つに分けられると思う。第1期は昭和30年代後半までのマイクロ波真空管の時代で、クライストロン、マグネットロン、進行波管などが主役であった。第2期は30年代後半から50年代前半にかけての個別半導体、ハイブリッドMIC (Microwave Integrated Circuit) の時代で、マイクロ波真空管に代わってマイクロ波半導体が主役になった時代である。第3期はマイクロ波回路とマイクロ波半導体素子を同一の半導体基板 (GaAs) の上に集積化したモノリシックMICの出現と、それが徐々に主役の座を占めつつある時代である。

ニーズの面からマイクロ波デバイスの今後を見ると、携帯用機器に用いられるということから小形化の要求が強く、モノリシックMICについてはチップ機能の拡大を図るべく高集積化及び多層化が進むであろう。また情報伝送の高速化要求は光通信における変調周波数をマイクロ波領域まで押し上げてきた。今後この変調周波数は更に高い方へ伸び、マイクロ波と光波を同一基板にのせたOEIC (Opto-Electronic IC) が実現するであろう。

最後にシーズの面から見ると、超電導材料の与えるインパクトは大きい。天文学ではサブミリ波領域は宇宙の謎を解明する鍵を多く含んでいると考えられているが、この周波数帯は未開発で科学的面からも開発が急がれている。超電導材料はサブミリ波領域でのマイクロ波部品、デバイス材料として現在技術的に周波数ギャップとなっている光波とミリ波の間隙を埋めてくれるものと期待されている。

このようにマイクロ波デバイスに託される夢は大きな広がりをもっており、今後の発展に期待するところ大である。

マイクロ波デバイスの概要

橋本 勉*

1. まえがき

一般家庭向けの衛星放送、移動している自動車や船舶との移動体通信などマイクロ波を用いた放送・通信が欧米、日本で急速に展開されつつある。これらは技術的には、衛星の打ち上げ技術、通信技術及び半導体技術の進歩に負うところが非常に大きく、中でも GaAs FET に代表されるマイクロ波デバイス及びその集積化技術の進歩によるところは大きく、マイクロ波機器の小型・軽量化、低価格化、高信頼化を可能にした。ここでは、マイクロ波機器の心臓部に当たるマイクロ波デバイスの概要について述べる。

図 1 に移動体通信用に用いられるフェーズドアレーランテナのマイクロ波送受信装置を示す。装置は、衛星からの電波を受信する受信部と衛星に向かって電波を放射する送信部から成っている。アンテナで受信した電波は低雑音増幅器で増幅されたのち、移相器で電波の受信方向に合わせた移相調整が行われる。次にミクサ部で局部発振器からの信号と混合され、取扱いが容易な中間周波数に変換された後、復調される。一方、送信側では、変調された中間周波数の波はミクサ部で高い周波数に変換、増幅された後、アンテナから衛星に向かって放射される。周波数変換器はダイオードやFETなどに送受信波と局部発振器からの信号とを加え合わせることにより、両者の和周波数あるいは差周波数を取り出すものである。一般に、送信部では和周波数、受信部では差周波数が取り出される。

このほか、図に示していないが、線路を切り替えるスイッチがある。これにはFETのカットオフ特性、ダイオードの順逆特性を利用したものが多い。

2. マイクロ波集積回路

マイクロ波集積回路には、図 2 に示すように、モノリシックとハイブリッドの 2 種類がある。モノリシックマイクロ波集積回路 (MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit) は FET、ダイオードなどの能動素子を構成する半導体基板の上に、マイクロ波線路、カプラーなどの受動回路も一体構成するものである。一方、ハイブリッドマイクロ波集積回路 (HMIC: Hybrid Microwave Integrated Circuit) は、受動回路を誘電体基板の上に作り、半導体基板の上に作成されたチップ状の能動素子とを組み合わせた構成のものである。現状では、HMIC が実用的に多く用いられているが、MMIC は、①リード線による寄生リアクタンスが小さいため、高周波特性が改善され、広帯域にわたって良好な特性が得られること、②一体化しているので、小型・軽量で、接続点の数が少なく、信頼性が高いこと、③FET を作るプロセスに若干の追加を行うことによって製作できるので量産が可能であり、低コスト化が図れること、などの特長があり、今後の発展が期待されている。

マイクロ波線路としては、マイクロストリップ線路が多く用いられているが、特殊な回路ではトリプレート線路も用いられている。

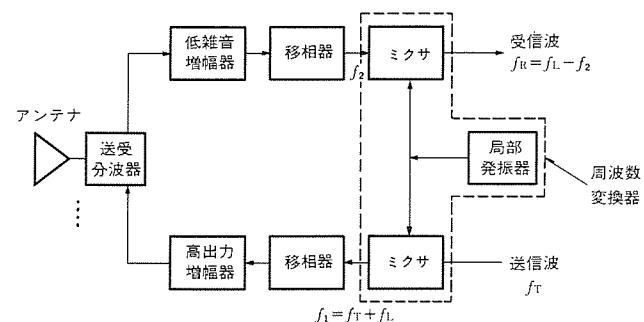


図 1. 移動体通信用フェーズドアレーランテナのマイクロ波送受信装置のブロック図

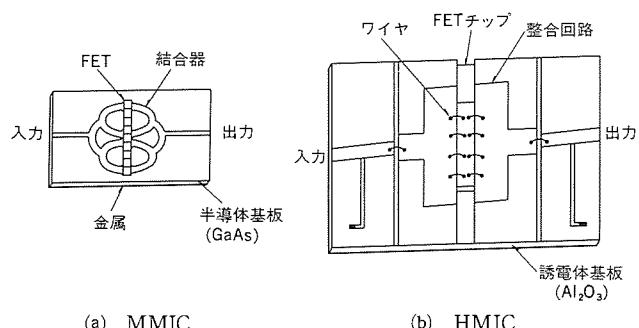


図 2. マイクロ波集積回路

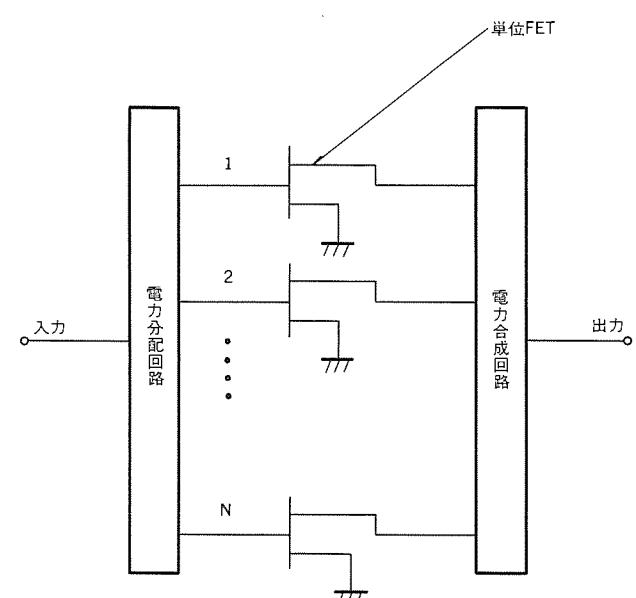


図 3. SSPA の出力段増幅器の構成例

3. 増幅器

3.1 高出力増幅器

送信用高出力増幅器として従来進行波管が用いられていたが、最近 Ku 帯以下では数十 W 程度まで固体化高出力増幅器が用いられる

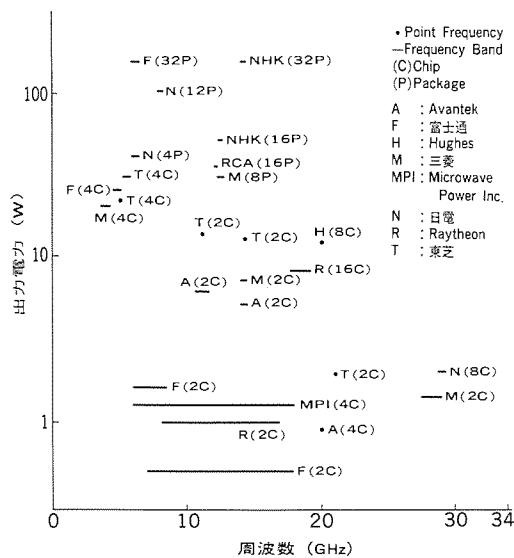


図4. 高出力SSPAの現状

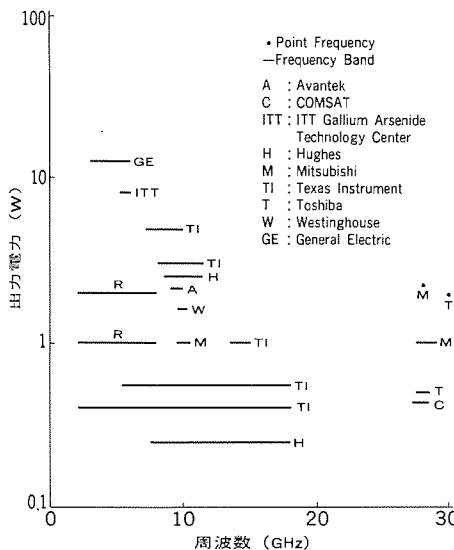


図5. 高出力MMICの現状

ようになった。固体化高出力増幅器 (SSPA : Solid State Power Amplifier) の性能を示すものは、出力、効率、直線性である。ここでは、GaAs FETを用いた増幅器について述べる。

(1) 高出力化

図3にSSPAの出力段増幅器の構成例を示す。SSPAの出力 P_{out} は次式で与えられる。

ここで、 P_u ：単位FETの出力

N ：単位FETの合成数

K ：合成效率

高出力を得るには、合成数を多くすればよいが、この場合 N が大きくなると、 K が低下するという問題がある。したがって、高出力を得るには P_u を大きくするのが最も効果的である。 P_u は素子構造、半導体製造プロセスに依存するとともに、動作温度によっても大きく変化する。このため高出力FETでは、ソース電極と基板とを金属接続して熱放散をよくしたPHS (Plated Heat Sink) 構造がとられ、効果を上げている。このほか、Double Recess構造などにより、素子の耐圧向上によって高出力化を図っている。

図4に高出力FET増幅器の出力の現状を示す。図中括弧の中の数

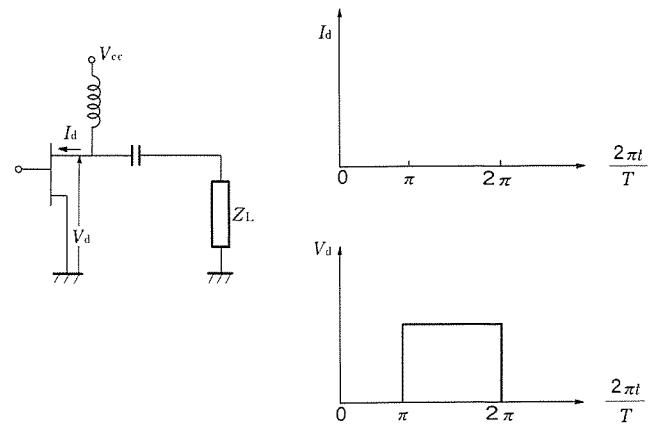


図 6. F級動作原理図

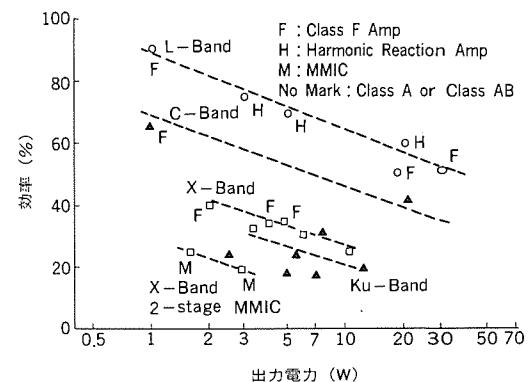


図7. SSPAの効率の現状

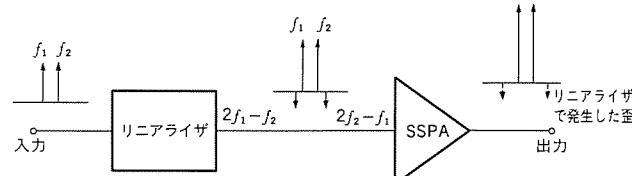


図8. リニアライザ付きSSPAの動作

は合成したチップ数あるいはパッケージ数を示している。図5に高出力MMICの現状を示す。

(2) 高效率化

FET増幅器の効率としては、次式で与えられる付加効率 η_{add} が用いられている。

$$\eta_{\text{add}} = \frac{K_p P_u}{P_{\text{dcu}}} \left(1 - \frac{1}{K^2 G_{T_u}} \right) \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

ここで、 G_u ：単位FETの利得

P_{scu} : 單位FETの直流入力電力

式(2)において、括弧の中の第2項は、FETの利得が高周波数帯において十分高くないことによるものである。 η_{add} の改善は、次の2点から図られている。

(a) FETの動作改善

(b) ゲート幅の最適化

(a)は高調波を考慮して、FET内部で消費される電力を小さくして効率改善を図るもので、F級動作あるいはHarmonic Reaction動作と呼ばれている方法である。図6にこの動作原理を示す。負荷 Z_L を基本波に対しては共役整合、偶数次高調波には短絡、奇数次高調波には開放になるように調整することにより、FETのドレインとソース間の電流 I_d 、電圧 V_d を図のように成形して消費電力の低減を図る。

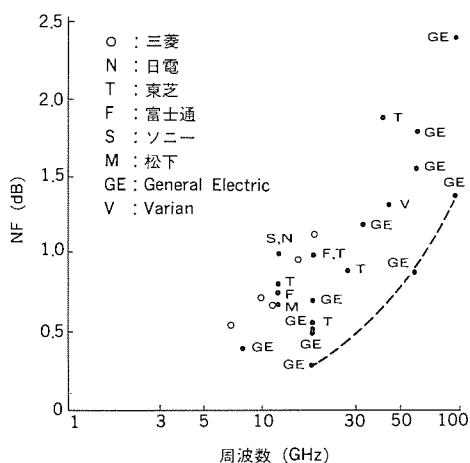


図9. 低雑音HEMTの現状

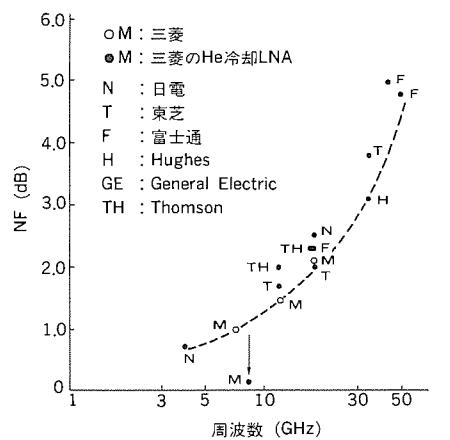


図10. 低雑音HEMT増幅器の現状

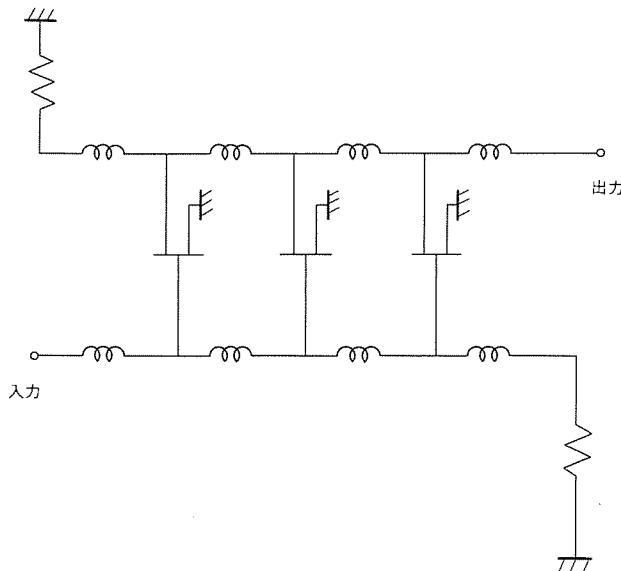


図11. 分布型広帯域增幅器

ている。

(a)は、増幅器のMMIC化によって可能になったもので、1チップ内に数段の増幅器を集積した場合、各段のゲート幅を出力に応じて最適化することによって効率の改善を図るものである。

図7に、SSPAの効率の現状を示す。低周波数帯では最大効率90%が報告されている。

(3) 低歪化

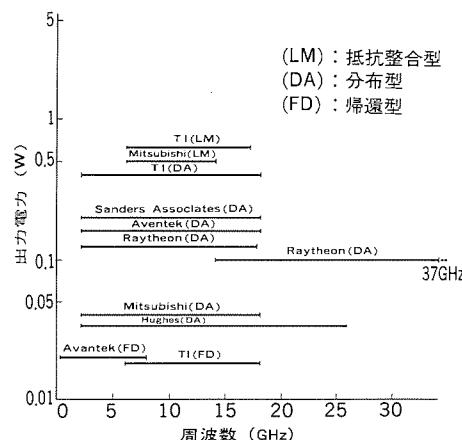


図12. 広帯域モノリシック増幅器の現状

周波数の異なる多数の信号を同時に増幅する場合、増幅器の直線性が十分でないと、各信号間で混変調が生ずるという問題がある。一般に、SSPAは進行波管に比べて直線性に優れているが、より良好なひずみ(歪)特性を得るには歪補償回路が用いられる。その方法としては、負帰還法、フィードフォワード法、ブリディストーション法などがあるが、マイクロ波帯ではブリディストーション法及びその変形が多く用いられている。これはリニアライザであらかじめ歪を発生させ、SSPAで発生した歪を相殺するものである。図8にリニアライザ付きSSPAの動作説明図を示す。これらはアナログ回路で構成されているが、歪補償をデジタル回路で行う方法もある。

3.2 低雜音增幅器

衛星通信では受信電波が非常に弱いため、低雑音な増幅器が使用される。従来、この種の増幅器としてはパラクタダイオードを用いたパラメトリック増幅器が使われていたが、近年、半導体技術の急速な進歩に伴い、FET増幅器やHEMT (High Electron Mobility Transistor) 増幅器が主流になっている。

(1) 素子の低雑音化

HEMT, GaAs FETの最小雑音指数NF_{min}は次のようになる。

ここで, K : fitting factor

f_T : 遮断周波数

G_m : トランスコンダクタンス

R_s : ソース抵抗

R_g : ゲート抵抗

素子の低雑音化のためには、 f_T を大きくする必要がある。これにはゲート長を短くすることが有効である。現在、 $0.1\mu\text{m}$ 程度が達成されている。また、 R_s 、 R_g を小さくするために、recessのない構造やゲート電極の金属を多層化することが行われている。

(2) 回路の低雑音化

増幅器の雑音は入力インピーダンスによって変化する。一般に、雑音最小となる入力インピーダンスは、利得整合インピーダンスと一致しないため、帰還回路を設けて両者を近づける方法や入力側に低損失なアイソレータを用いることも行われている。このほか、入力整合回路に導体損の小さい低インピーダンス線路を用いることも行われている。図9、図10に、低雑音HEMT及び低雑音HEMT増幅器の現状を示す。

3.3 应带域增幅器

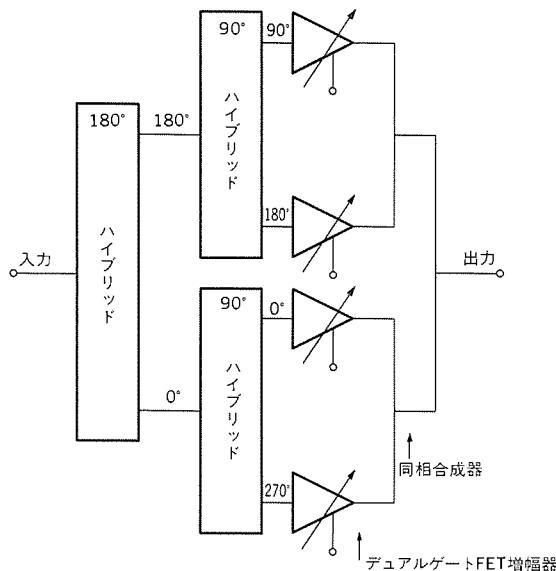


図13. ベクトル合成型移相器

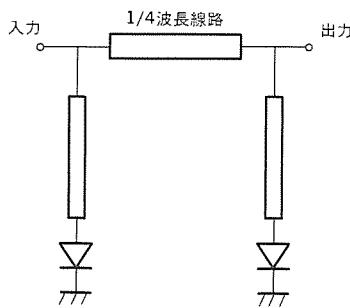


図14. ローデドライン型移相器

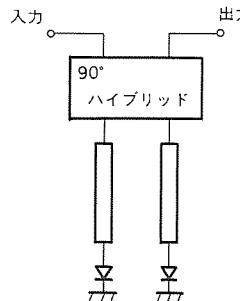


図15. 反射型移相器

増幅器の広帯域化には、FETと回路との接続部に生じる寄生リアクタンスを低減する必要があり、この点からモノリシックMICは広帯域増幅器として非常に適している。広帯域増幅器の回路構成としては次の4型式ある。

(1) 反射整合型

整合回路を高域側で整合、低域側で不整合の状態にするものである。低域側で反射が大きくなる欠点があり、サーキュレータやカプラと組み合わせて使われる。

(2) 抵抗整合型

主線路に並列に抵抗を接続することにより、低域側の利得を下げるものである。広帯域性、利得偏差は分布型に劣るが、高出力が得られる。

(3) 帰還型

出力の一部を入力に帰還させる構成のもので、周波数が高くなると帰還回路の電気長が周波数特性をもつため、広帯域が得にくい。

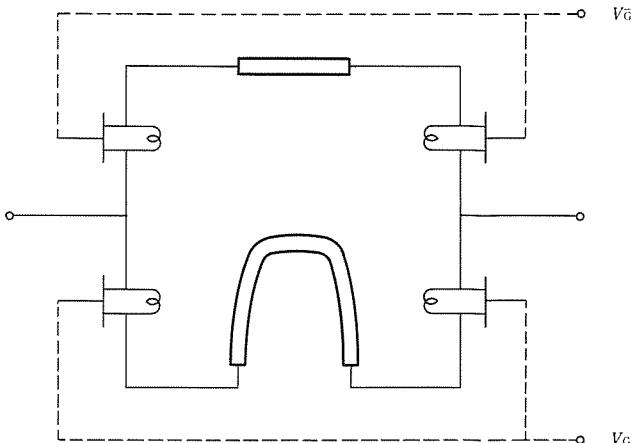


図16. スイッチドライン型移相器

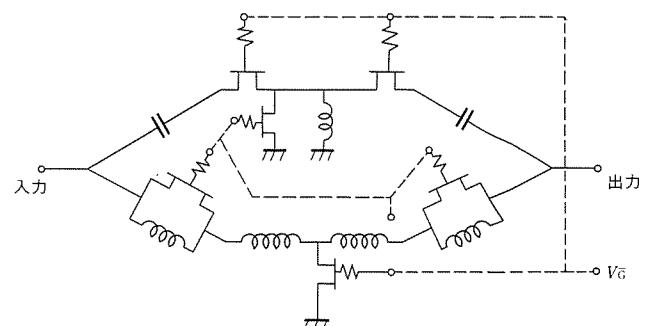


図17. ハイパス／ローパス型移相器

したがって、比較的低い周波数帯で用いられている。

(4) 分布型

図11に示すように、これはFETの容量性サセプタンスをシャント素子として、誘導性リアクタンスでFET間を接続する定K型回路構成である。この型式は他のものに比べ非常に広帯域で、利得偏差も小さいことから、今後最も有望である。

図12に広帯域増幅器の現状を示す。

4. 移 相 器

移相器は、アレーアンテナのビーム方向を制御するのに用いられる。移相量を変えるには、①電波の伝搬経路の長さを変える、②線路に装荷するインピーダンスを変える、③直交する2成分のうちの1成分の振幅を変える、④伝搬路に用いる材料の電気的特性（例えば、誘電率、透磁率など）を変える、などの方法がある。また、移相量の変化が連続的か離散的であるかによってアナログ方式とデジタル方式がある。

4.1 アナログ方式

この方式の代表的なものは、フェライト移相器とベクトル合成器である。前者は、印加直流磁界により右旋あるいは左旋円偏波に対するフェライトの等価透磁率が変化することを利用したもので、大電力の場合に適している。ベクトル合成器は図13に示すように、ハイブリッド分配器と利得可変増幅器を組み合わせたもので、広帯域にわたって良好特性を持っている。

4.2 デジタル方式

ダイオードあるいはFETのON-OFF特性を利用して移相量を切り替えるものが多く用いられている。移相量は、ビット数によって

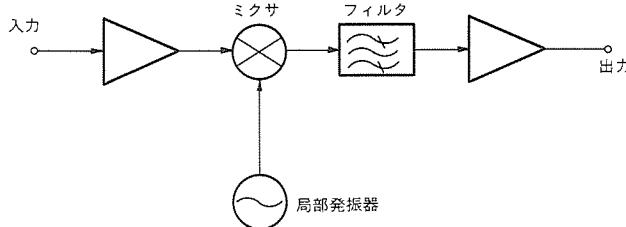


図18. 周波数変換器の構成

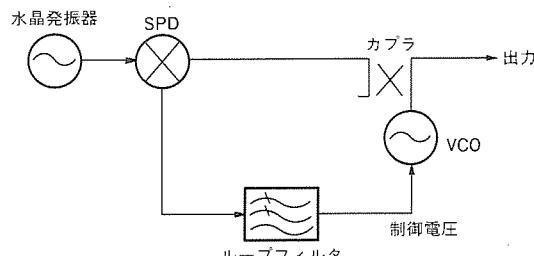


図22. 位相同期発振器の構成例

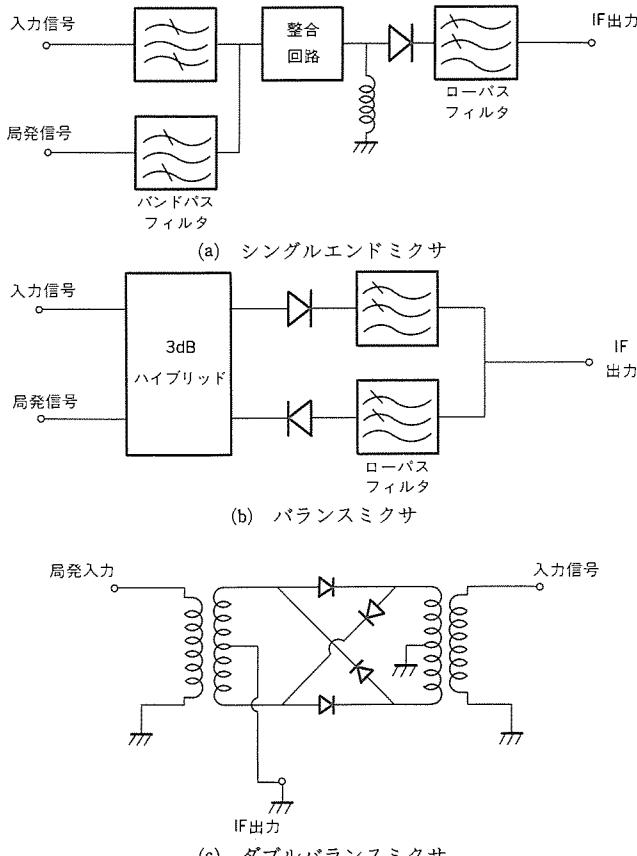


図19. ミクサ構成

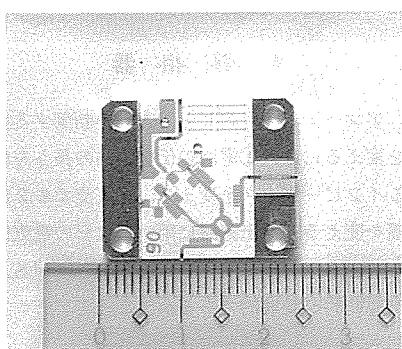


図20. バランスミクサの例

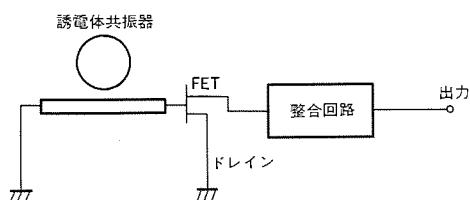


図21. 誘電体発振器の構成例

異なるが、例えば 5 ビット移相器の場合、 180° , 90° , 45° , 22.5° , 11.25° である。次の四つのタイプがよく用いられている。

(1) ロードドライン型

図14に示すように、この型の移相器は、主線路にシャントに接続した線路の端をダイオード（あるいはFETであるが、以下、ダイオードで代表させる。）を通して接地した構造で、ダイオードのON-OFFによって主線路に装荷されたインピーダンスが変化することを利用して、移相量を変えるものである。移相量が小さい場合（例えば、 45° 以下）に適している。主線路におけるインピーダンス整合のため、図のように、 $1/4$ 波長離れたペアで使用されることが多い。

(2) 反射型

図15に示すように、ダイオードのON-OFFにより、電波の反射位相が異なることをを利用して移相を変えるもので、ロードドライン型に比べて帯域が広い。しかし、ダイオードのON-OFF時の反射係数の絶対値が等しくなるようにする必要がある。

(3) スイッチドライン型

これは、図16に示すようにスイッチによって移相量の異なる二つの経路を切り替えるもので、移相量の変化が大きく取れるのが特徴である。これを発展させたものとして、ハイパス／ローパス切替え型がある。図17に示すように、周波数に対する移相特性を二つの経路で同じにして、移相量の周波数特性を小さくしている。

5. 周波数変換器

レーダや通信では、高い周波数のマイクロ波を直接発振、受信したりすることはまれで、多くの場合水晶発振器で発生した低い周波数をマイクロ波帯の高い周波数に、あるいはこの逆を行うことによって、安定な送信、高感度な受信を達成している。図18に周波数変換器の構成を示す。局部発振器からの安定な周波数の波と入力信号とを混合して、色々な周波数の波を作り出すミクサ、その中から所望の波だけを取り出すフィルタから構成されている。以下、ミクサと局部発振器について述べる。

5.1 ミクサ

ミクサは、ダイオードやFETなどの半導体素子の非線形特性を利用して、入力信号の周波数を所望の周波数に変換するもので、半導体素子に局部発振器の出力（局発信号）と入力信号とを加え、その混合波を出力として取り出すものである。ここで、局発信号と入力信号との和あるいは差を取り出すかによって、アップコンバータ（Up-Converter）あるいはダウンコンバータ（Down-Converter）と呼ばれる。図19に、3種類のミクサを示す。いずれもダウンコンバータとして示しているが、アップコンバータでは、入力をIF（中間周波数）、出力をマイクロ波帯と置き換える。図19(a)はシングルエンドミクサで、ミクサの基本形で、局発・入力・IFの3信号の

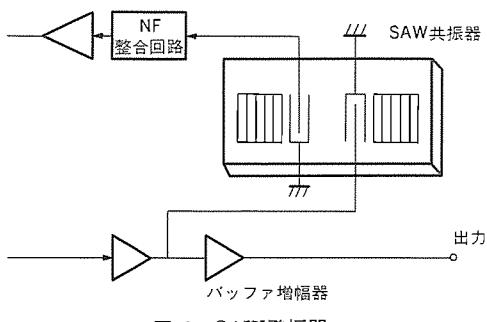


図23. SAW発振器

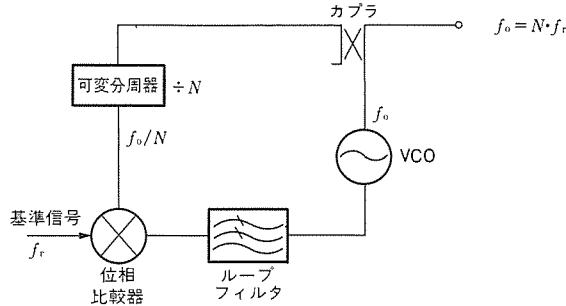


図24. 位相同期シンセサイザ構成

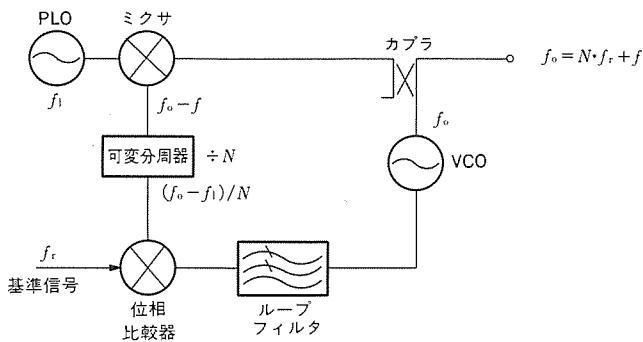


図25. 位相雑音を改善した位相同期シンセサイザの構成

分離はそれぞれに対応したフィルタで行っている。IFが高い場合は比較的簡単であるが、IFが低くなると、局発周波数と入力周波数とが接近するため両者を分離するフィルタ構成が難しくなる。(b)はバランスミクサで、(a)の欠点をハイブリッド結合器で補ったものであるが、逆にIFが高い場合には広帯域な結合器の構成が困難になる。図20に、バランスミクサをハイブリッドMICで構成した例を示す。図19(c)は、ダブルバランスミクサで中点タップ付きのバラン(平衡・不平衡変換器)を用いて信号を分離している。コイルを使ったバランの実現が容易なことから、低い周波数で多く用いられている。

5.2 局部発振器

レーダや通信に用いられる局部発振器には、①高い周波数安定度、②低い位相雑音レベルが要求される。これらは、送受信周波数を高精度に設定し、高品質な通信及び高感度なレーダを実現するためのものである。さらに、衛星通信では周波数変換器で送受のチャネ

ルを選択することも行われており、この場合、局部発振器には③外部から周波数を可変制御できることも要求される。

上記①、②を満足する発振器としては、誘電体発振器 (DRO: Dielectric Resonator Oscillator)、位相同期発振器 (PLO: Phase Locked Oscillator)、SAW発振器 (SAW: Surface Acoustic Oscillator) がある。DROは、図21に示すように誘電体共振器を用いたもので、小型で安価なための小型地球局などに多く用いられている。しかし、DROは長期周波数安定度が100ppm程度であり、画像伝送には適用できるが、データ伝送には適当でない。このような用途には、PLOが用いられている。これは図22に示すように、電圧によって発振周波数が変わる電圧制御発振器 (VCO: Voltage Controlled Oscillator) の出力と低周波の水晶発振器の出力を位相比較し、VCOの出力周波数が一定になるように制御するものである。マイクロ波帯で1 ppm以下の周波数安定度が得られる。図22では、サンプリング位相検波器 (SPD: Sampling Phase Detector) で水晶発振器とVCOとの出力位相比較を行っている。SAW発振器は伝播速度がマイクロ波の $1/10^5$ と遅いSAWを利用して共振器を構成したもので、位相雑音が120dBc/1 kHz以下と低く、小型で耐振特性に優れている。図23に構成例を示している。

最後に、要求条件①、②とともに③も満たすものとしてシンセサイザがある。図24に、位相同期方式のシンセサイザの基本ブロック図を示す。構成は図22のPLOとほぼ同じであるが、可変分周器を用いて出力信号の周波数を変化させる点が異なる。可変分周器の分周次数をN、位相比較の基準周波数を f_r とすると、出力周波数は $N \cdot f_r$ で与えられ、Nを変えることにより f_r のステップで周波数を変えることができる。しかし、通常マイクロ波帯のシンセサイザでは出力周波数とステップ周波数との差が大きく、分周次数Nが大きくなり位相同期による周波数の安定化及び位相雑音の抑圧が十分に行われなくなる。このため、図25に示すように、VCOの出力を周波数変換した後、可変分周器に入力することによって、分周次数を小さくして位相雑音を改善する方法がとられている。

以上局部発振器について、幾つかの例を示したが、今後の動向としては、①MMIC化による小型化、②使用する素子の低雑音化の研究が進められている。後者については、 $1/f$ 雑音が多いといわれるGaAs FETに対して、より低雑音なGaAsHBT (Hetero junction Bipolar Transistor) の開発が進められている。

6. む す び

レーダや通信で使われているマイクロ波デバイスを中心にして、SSPA、LNA、移相器、周波数変換器について現状を述べた。現在の大きな流れはMMIC化の流れであり、高集積化、多層化と進むであろう。今後、ギガビット エレクトロニクスの進展に合わせて、マイクロ波デバイスの中にディジタル技術を組み込んだ形のデバイスも生まれるであろう。

GaAsFETの製品概要

山内眞英*
園田琢二*

1. まえがき

マイクロ波を利用した通信や放送の多様化、大衆化が急速に進展し、マイクロ波通信機器の用途が拡大している。

これらに用いるマイクロ波通信装置の高寿命化、小型化を達成するため、TWTを用いた装置では、半導体素子、特にGaAsFETを使用したSSPAへの移行が要望されている。

また、マイクロ波帯の周波数利用状況が飽和状態に近づきつつあり、ミリ波帯への移行が進められており、これに伴いGaAsFETの高周波数化が強く要望されている。

GaAsFETは、半絶縁性GaAs基板上に形成されたGaAsエピタキシャル膜上にソース、ゲート、ドレイン電極を形成し、ゲート電圧によってソース、ドレイン間のチャネル電流を制御するトランジスタである。GaAsは、Siに比べて約5~6倍の電子移動度を持っており、高速、高周波動作が要求されるデバイス材料に適している。ここでは、当社GaAsFETの最新の製品系列及びその特長について述べる。

2. 市場動向

GaAsデバイスが主に使用される周波数は、2GHz以上の高周波領域である。1GHz以下では、コストパフォーマンスに優れたSiデバイスが主に使用されている。

GaAsFETの主要応用分野は、衛星放送・衛星通信・地上マイクロ波通信・移動体通信等である。衛星放送市場は、各国の既存衛星だけでなく、1990年打上げを予定されている英国のBSB、日本のBS-3等の衛星運用開始に伴い大幅な伸びが期待される。12GHz帯衛星放送用アンテナの小型化、平面化には、受信機の低雑音化が必要なため、通常GaAsFETより低雑音化が可能なHEMT(High Electron Mobility Transistor) (詳細は後述) が使用されている。

衛星利用移動体通信は、GEOSTAR、インマルサット衛星等を利用するため、使用周波数がL~S帯中心となる。車・船舶等移動体の電力にはバッテリを使用しているため、低電圧動作で高効率・高出力なデバイスへの要求が高まっている。

マイクロ波通信分野では、伝送容量増大に対応すべく、従来から使用されているC帯地上マイクロ波通信については、次期デジタル多重通信方式である256QAM (Quadrature Amplitude Modulation)への移行が進んでいる。また、Ku帯、K帯、Ka帯等への高周波化も進んでおり、送信段デバイスとしては高周波でも低ひずみで高効率な高出力GaAsFETが、受信デバイスとしては超低雑音HEMTが必要となっている。

3. 受信用低雑音デバイス

通信システムのビット誤り率の低減又は映像の鮮明受信には、受信增幅器の低雑音化が重要である。GaAs電界効果型トランジスタ(MES FET)を用いた低雑音増幅器が実現され、1980年代以降MES

FETの量産が行われた。その後ヘテロ接合を用いたHEMTにより、従来のMES FETでは到達し得なかった低雑音化が実現され、1980年代後半から衛星放送市場の立ち上がりとともに本格的な量産時期に入った。GaAsマイクロ波デバイスの当社低雑音化の変遷を図1に示す。

通常のHEMTは図2に示すように、n-AlGaAsで形成される電子供給層とドープされないGaAs電子走行層からなり、GaAs電子走行層におけるAlGaAsから蓄積された電子の高速走行により、低雑音化が実現された。さらに、HEMTの低雑音化を図るため、最近では電子走行層に従来のGaAsより高電子移動度が得られるInGaAs材を用いた新HEMTの量産化が行われた。

図3に新しいn-AlGaAs/In_xGa_{1-x}Asひずみ層HEMTの構造図を示す。InGaAsひずみ層を電子走行層に用いることで、従来のn-AlGaAs/GaAsHEMTに比べて高移動度が得られるとともに、伝導体不連続量△E_cを大きくできることで高い2次元電子ガス濃度n_sが得られ、低雑音化が達成できる。新InGaAsひずみ層HEMTの低雑音化のポイントは、各層間の格子不整合によるn_sの減少を抑制することであり、InGaAsの組成比の最適化がNFを決定する上で重要なパラメータである。今回、InAs組成比X=20%前後にデバイスとしての最適値がある。②NF=0.7dB (at 12GHz) が光学露光ゲート (L_g=0.35μm) で得られた。

今後は、更なるNF低減化のために、①EB (Electron Beam) 直描によるゲート長の短縮、②マッシュルーム(T型)ゲート構造によるゲート抵抗低減化、③電子走行層の移動度並びに2次元電子ガス濃度(n_s)増大のために、InP基板の採用による電子走行層のIn組成

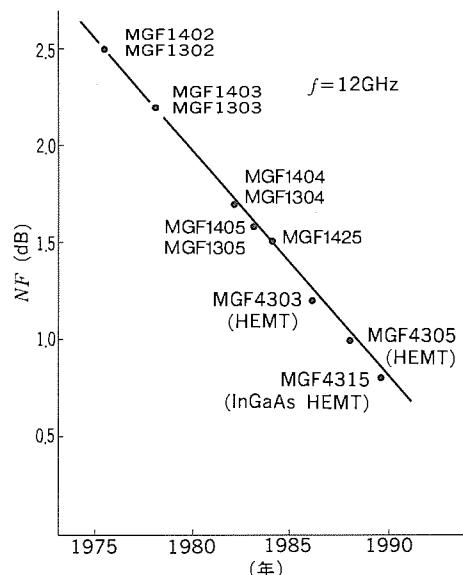
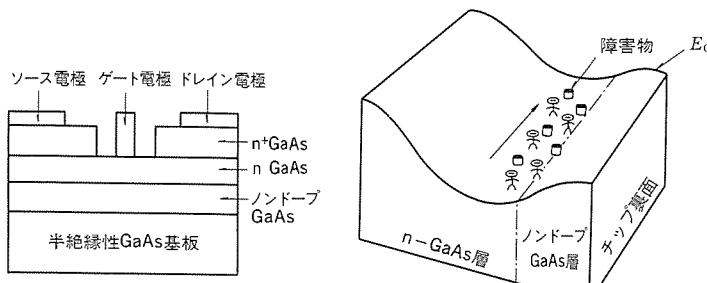
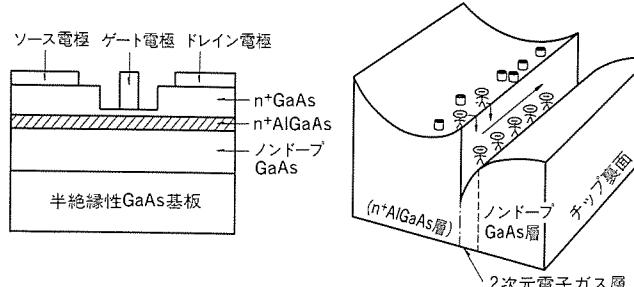


図1. 三菱GaAsFETの低雑音化



(a) 従来型MES FET



(b) HEMT

図2. MES FETとHEMTの構造

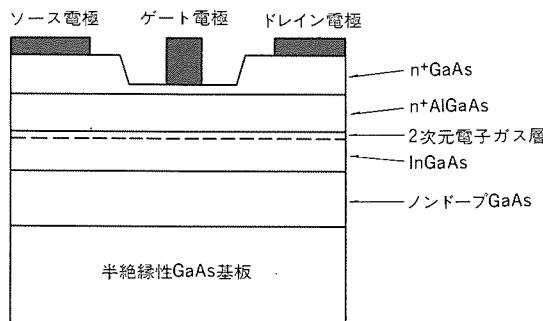


図3. AlGaAs/InGaAsひずみ層HEMTの断面構造

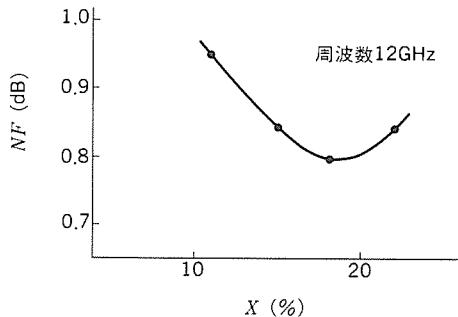


図4. NFのInAs組成比X依存性

比増大HEMTの開発が急がれる。これらの新HEMTを量産化するには、①0.2μm以下の微細加工を再現よく実現できる技術、②異種材料の組成比、チャネル層厚等を高精度で制御できる結晶成長（分子線エピタキシー等）技術が不可欠である。また、ゲート長短縮、新材料の導入は、デバイスの f_T （カットオフ周波数）の増大をもたらし、高性能なミリ波デバイスの実現にも寄与する。

4. 送信段用高出力GaAsFET

図5に当社の高出力FETの製品マップを示す。GEOSTAR衛星を用いたRDSS（Radio Determination Satellite Service System）対

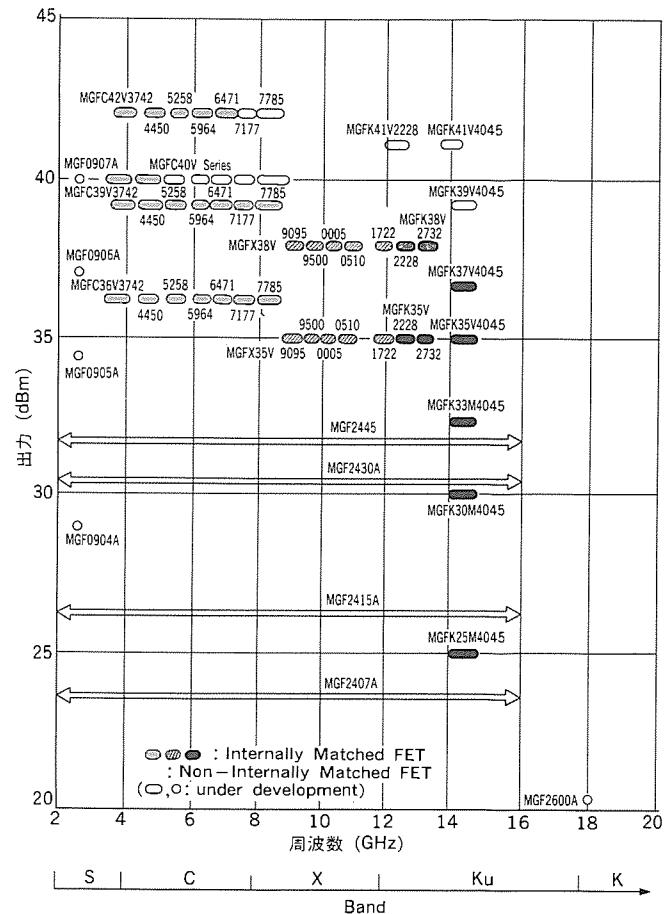


図5. 三菱高出力GaAsFETの製品マップ

応のL帯は、5 W/10W品が、地上マイクロ波回線として使用されているC帯では4 W/8 W品が、さらにX, Ku帯では3 W/6 W品がそれぞれ量産されている。現在C帯の10W/18W品のシリーズ化並びにKu帯の11W品のシリーズ化を行っている。

近年は送信段がTWTから、装置の高寿命化、小型化を図るため高効率なGaAsFETを用いたSSPAへ移行しつつある。

高効率化を目的に最近開発した高出力FETについて簡単に述べる。新規開発した高出力FETチップの断面図を図6に示す。バイアホール及びPHS（Plated Heat Sink）構造の採用により、ソースインダクタンスとともに熱抵抗も低減されている。また、エピタキシャル層は、膜質、膜厚とも均一性の高いかつ量産性に優れたMBE（分子線エピタキシー）装置によって形成した。新規構造として、ゲート金属にTi材を、またゲートリセス構造にステップドリセスを採用し、これによって効率向上を達成した。FETの電力付加効率 η_{add} は次式で表される。

$$\eta_{add} = \frac{P_o(1 - 1/G)}{I_{dsr} \cdot V_{ds}}$$

$$\propto \frac{IF_{(MAX)} \cdot V_{GDO}(1 - 1/G)}{I_{dsr} \cdot V_{ds}}$$

- ここで、
 P_o : 出力電力
 G : 利得
 I_{dsr} : RF動作時のドレイン電流
 V_{ds} : ソース・ドレイン間電圧
 $IF_{(MAX)}$: チャネル最大電流
 V_{GDO} : ゲート・ドレイン耐圧

上式により、ドレイン電流 I_{dsr} に対する出力電力 P_o の比を大きく

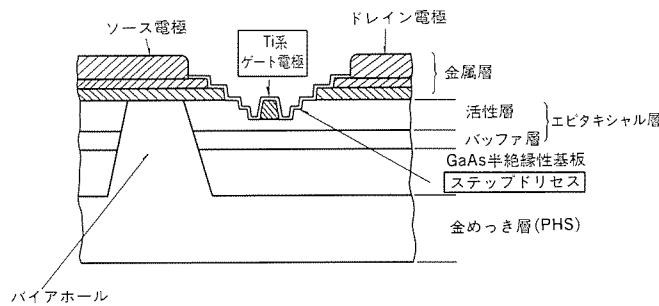


図 6. 高効率、高出力FETチップの断面構造

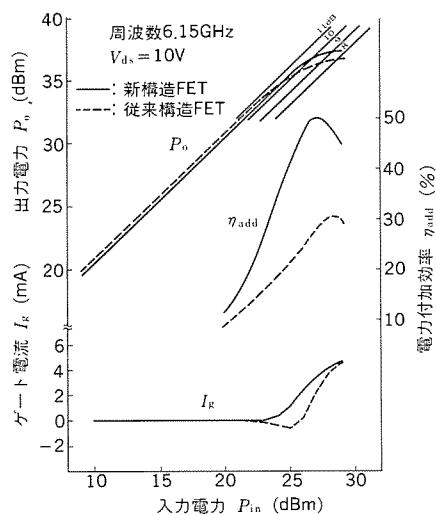


図 7. 高出力FETの入出力特性

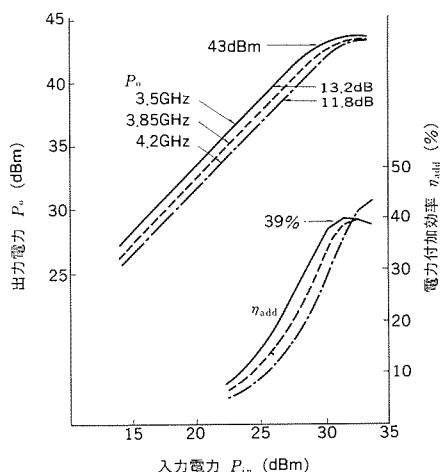


図 8. 高出力FETの入出力特性（4チップ合成）

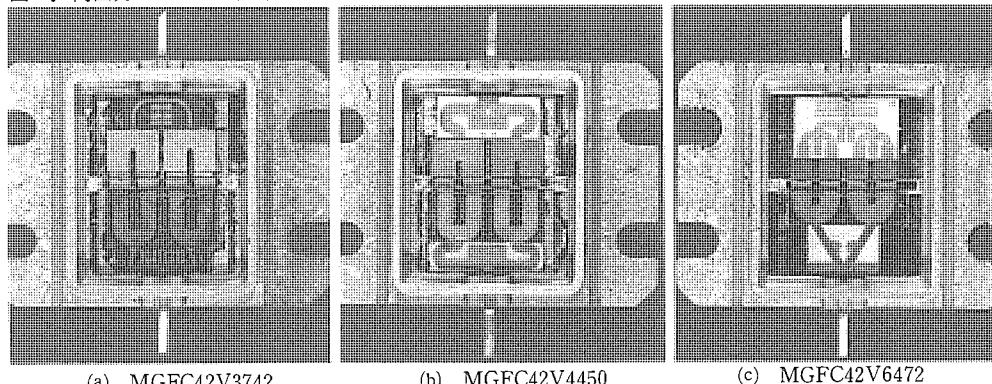


図 9. 高出力GaAsFETの内部構造

することが効率向上の一手段となる。今回は、Ti系ゲート金属の採用により、最大チャネル電流 $I_{F(\text{MAX})}$ を増大させるとともに、ステップドリセスによって耐圧の向上を図った。これにより、出力電力の増大並びに高出力レベルでのゲート電流増加を抑え、ドレイン電流 I_{dsr} を小さくすることができ、飛躍的な電力付加効率の向上が実現できた。図 7 に従来構造FETと新構造FETの入出力特性並びに電力付加効率を示す。動作周波数6.15GHzにおいて1dB圧縮点出力が36dBmから37dBmへ、最大電力付加効率が30%から50%へと大きく向上させることができた。更なる出力電力増大のため、当該チップ(ゲート幅12.6mm)4個を低損失な分布定数回路で合成した内部整合型FETの入出力特性を図 8 に示す。動作周波数4GHzで1dB圧縮点出力が43dBm、電力付加効率が39%と世界最高の性能が得られた。これは、宇宙用認定試験を完了し、次期インテルサットVII衛星に搭載が予定されている。

ここで開発されたデバイスは、MGFC42Vシリーズとして製品化

されている。図 9 にその内部構造を示す。

今後は、高利得化、高効率化及びミリ波への適用拡大を目標に、HEMT構造を採用した高出力FET、又はHBT (Hetero Bipolar Transistor) の開発が急がれている。

5. む す び

当社のGaAsFETの最新の製品及び特徴的技術について概要を述べた。マイクロ波の大衆化に伴い、高性能・低価格で高信頼なGaAsデバイスに対する要求が更に増大すると考えられる。今後、新デバイス構造、新材料、新プロセスの開発により、これらに対応していく必要がある。

参 考 文 献

- (1) S.Sakamoto, et al.: 19th EMC, p.225 (1989-9)

HEMT MMIC増幅器

加藤隆幸* 小引通博*
佐々木なぎさ** 長浜弘毅*
吉井 泰***

1. まえがき

HEMT (High Electron Mobility Transistor) は、マイクロ波帶動作の低雑音増幅素子として、従来から用いられているGaAs MESFETを大幅にしのぐ性能を持っており、衛星放送直接受信(DBS: Direct Broadcasting Satellite)用コンバータの前置RF増幅器として多く用いられている。現行のBSコンバータRF増幅部(12 GHz帯低雑音増幅器)は、単体のHEMTとMESFETとのHybrid IC構成となっているが、Hybrid ICは、①煩雑な調整が必要であるため量産性が悪い、②回路全体の寸法・重量が大きくなる、などのためMMIC (Monolithic Microwave IC) 化が強く望まれている。

DBS用周波数コンバータ市場は、MMICの民生応用として期待される分野であるが、単体HEMT並の高性能化と低コスト化とを両立して実現させる必要がある。しかしながら、HEMTを能動素子としてMMICへ適用し、例えはモノリシック増幅器ICとして優れた低雑音性能を実証した例は少ない⁽¹⁾⁽²⁾。これはHEMTに代表されるヘテロデバイスのIC化に伴うプロセス技術の熟成度が、FETに比べて必ずしも十分でないことのほかに、単体HEMTの優れた特性を引き出すための回路設計上の工夫が十分なされていなかったことにも起因している。

また、近年急速に実用化が進みつつあるマイクロ波通信システムや計測器等の広範囲な分野で、キーデバイスとして期待されている素子に分布型超広帯域増幅器があり、量産性、均一性、更には広帯域化に有利なMMIC化が進められている。しかしながら、現状のGaAs MESFETを用いたMMICでは、例えは2~18GHzにわたる3オクタープ以上の広周波数帯域において十分高い電力利得と低雑音性能とを実現することが困難であるという問題がある。

以上の背景に基づき、今回12GHz帯低雑音増幅器及び2~18GHz帯分布型超広帯域増幅器の2種類のMMICに関して、高性能化(低雑音化・高利得化)と量産性改善との両立を実現すべく、特に回路設計の最適化に着眼してHEMT MMIC増幅器の開発を行った。

2. 単体HEMTの特性

2.1 HEMT構造

図1に、MMICに適用したHEMTの断面構造を示す。エピタキシャル結晶層は、直径3インチの半絶縁性GaAs基板上に分子線エピタキシー(MBE)法によって形成した。結晶性及びアイソレーション特性の改善を図るために、半絶縁性GaAs基板上にAlGaAs/GaAsの超格子層を形成した。その上に、厚さ4,000ÅのアンドープGaAs層、厚さ400Åのn-AlGaAs電子供給層、厚さ1,500Åのn-GaAsキャップ層を順に形成した。2次元電子ガス濃度を低下させないために、スペーサ層は使用していない。n-AlGaAs層、n-GaAs層のSiドーピング量は、それぞれ $1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 及び $2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ とした。n-GaAsキャップ層は、単体HEMTで用いられている500~600Åより厚くして、雑音指数や利得に悪影響を及ぼすソース寄生抵抗の低減を図つ

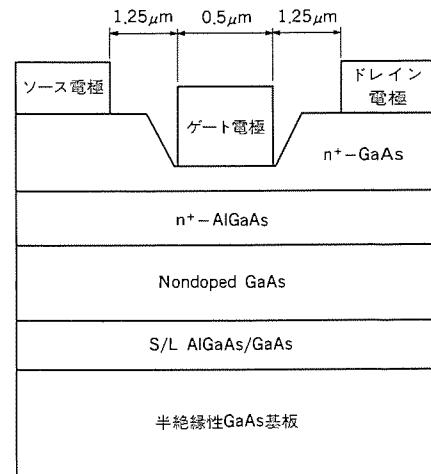


図1. HEMTの断面構造

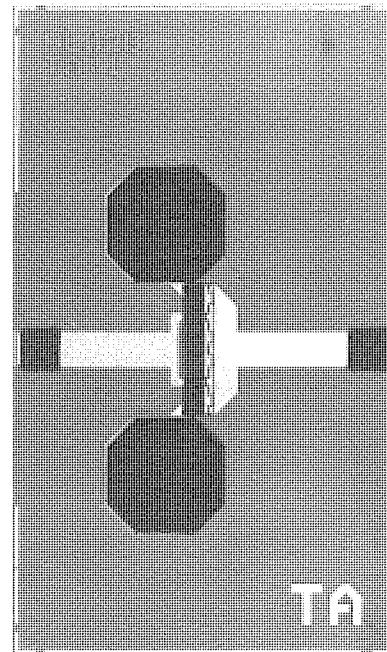


図2. HEMTの外観写真

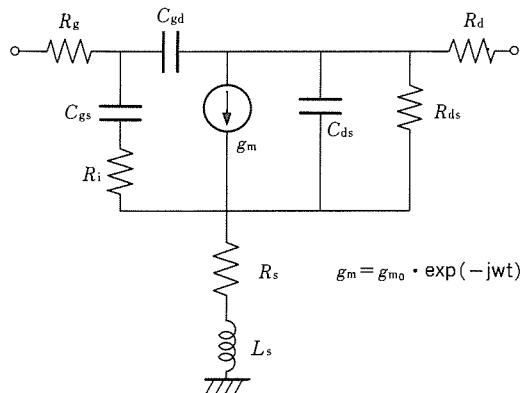
た。

図2は、HEMTの外観写真である。ソース電極は、エアブリッジで相互に接続するとともに、両端はバイアホールを介してチップ裏面に接地されている。HEMTの全ゲート幅は200μm、ゲート長は0.5μm、ソース・ドレイン間隔は3μmである。

分布型超広帯域増幅器の設計では、2~18GHzでの使用を考慮して、ゲート容量の一層の低減を図るため、ゲート幅を100μm、ゲート長を0.5μmとした。

2.2 HEMTの電気的特性

ゲート幅200μm、ゲート長0.5μmのHEMTのDC特性は、ドレイ



$L_s : 0.012\text{nH}$ $C_{gs} : 0.19\text{pF}$ $C_{gd} : 0.041\text{pF}$
 $C_{ds} : 0.041\text{pF}$ $R_g : 4.3\Omega$ $R_i : 1.9\Omega$
 $R_s : 1.6\Omega$ $R_d : 4.0\Omega$ $R_{ds} : 365\Omega$
 $g_{m0} : 43\text{mS}$ $t : 2.6\text{ps}$

図3. 等価回路解析結果

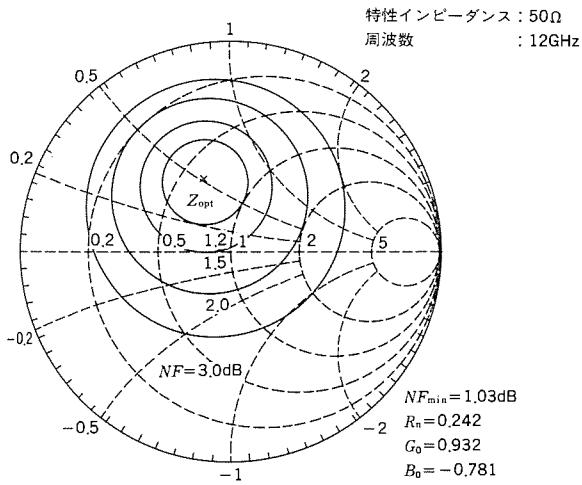


図4. HEMTの雑音指数円

ン飽和電流 I_{dss} が25mA, ピンチオフ電圧 V_p が-0.9V, ゲート降伏電圧 V_{gss} が9.0Vであった。ドレイン電圧 V_{ds} が3V, ドレイン電流 I_{ds} が10mAのバイアス条件の下での平均的な相互コンダクタンス g_m は, 230mS/mmであった。

また, ウェーハ面内でのDC特性のばらつきは, ドレイン飽和電流 I_{dss} で標準偏差が約20%と, 通常のMMICで用いられているリセス構造型GaAs MESFETとほぼ同等であった。

図3に, HEMTの小信号Sパラメータを基に導出した等価回路解析結果を示す。小信号Sパラメータは, オンウェーハRFプローピング技術を用いて1~26GHzの広い周波数範囲で測定した。このHEMTの等価回路パラメータを, 通常のGaAs MESFETと比較すると真性相互コンダクタンス g_m が高い点が特徴であり, 増幅器の高利得化に有利であることが分かる。

図4は, 12GHzにおけるHEMTの雑音指数円を示したもので, スミスチャート内約100点のソースインピーダンスでの雑音指数の測定結果から導出した。最小雑音指数 NF_{min} は1.03dB, 等価雑音抵抗 R_n は0.242(50Ω規格化値)であった。HEMTの等価音円は, GaAs MESFETの場合と比べて大きく, 低雑音増幅器の設計に有利であることが分かる。

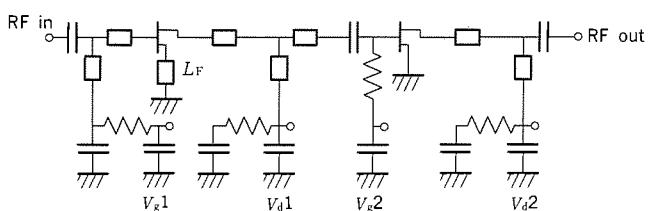
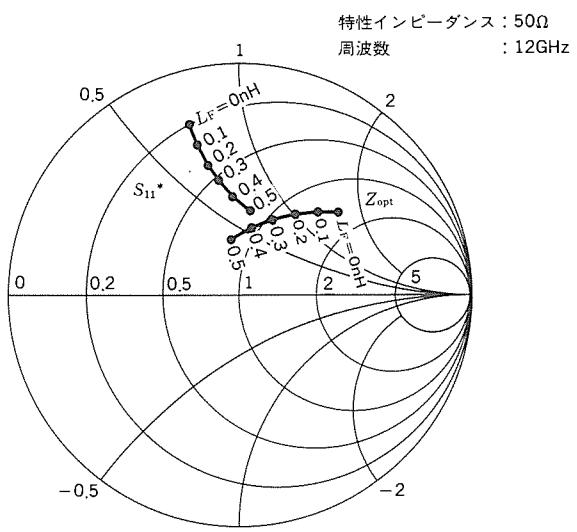


図5. 12GHz帯低雑音増幅器の等価回路

図6. 12GHzにおける S_{11} と Z_{opt}

3. プロセス

HEMT及び抵抗部は, メサエッチングによって分離した。オーミック電極は, AuGe/Ni/Auを連続蒸着して形成した。ゲート電極は, リセスエッチングにより, 動作層厚を所定の値に設定した後, リフトオフ法によって形成した。

キャパシタは, MIM (Metal/Insulator/Metal) 構造で, 誘電体層にはSiN膜を用いた。膜厚は1,500Åである。

抵抗は, シート抵抗100Ωの半導体層, また伝送線路は厚さ2μmのTi/Auを用いて形成した。

HEMTのソース端子及び整合回路用ショートスタブの接地は, バイアホールを用いて行った。バイアホールは, 基板厚125μmの基板裏面からウェットエッチング法を用いて形成した。

4. MMIC増幅器への応用

4.1 12GHz帯低雑音増幅器

4.1.1 回路設計

12GHz帯低雑音増幅器の主な目標仕様は, 周波数11.7~12.7GHzにおいて, 雜音指数1.7dB以下, 利得15.0dB以上, 入力VSWR3.0以下, 出力VSWR2.5以下である。この目標値は, 12GHz帯受信コンバータのRF増幅器を構成することを念頭において設定した。

図5に, 12GHz帯低雑音増幅器の等価回路図を示す。目標利得15dBを得るために2段構成とした。低雑音増幅器の雑音指数は, 初段能動素子の雑音指数に大きく依存する。雑音整合点と利得整合点とは一般に一致しないために, 初段を雑音整合とし, 後段を利得整合とすることにより, 低雑音特性と高利得特性とを両立させる方法が一般的である。しかし, この方法では初段で得られる利得が小さく, また, 入力VSWRが高くなる等の問題がある。

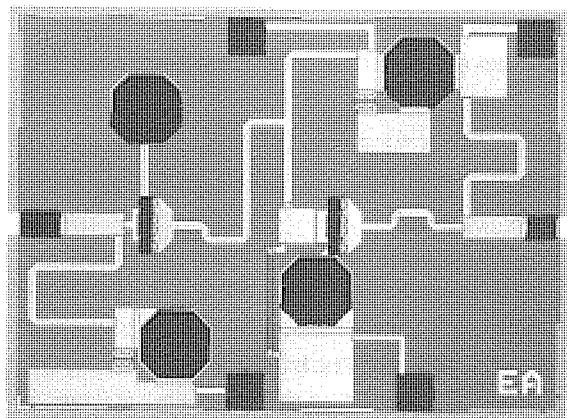
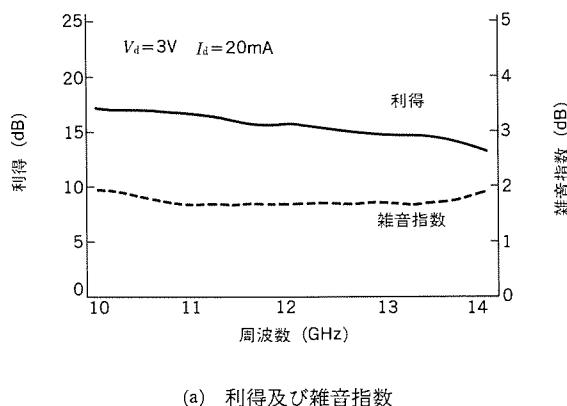
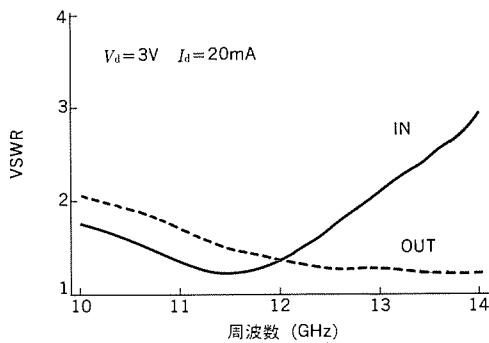


図7. 12GHz帯2段低雑音増幅器のチップ写真 (2.3mm×1.7mm)



(a) 利得及び雑音指数



(b) 入出力VSWR特性

図8. 12GHz帯低雑音増幅器の測定結果

今回の回路設計では、上記の問題を解決するために、初段HEMTのソース端子と接地との間に直列にインダクタ L_F を装荷し、 S_{11}^* (S_{11} の複素共役) と雑音最小ソースインピーダンス Z_{opt} を近接させた準雑音整合の手法を採用することとした⁽³⁾⁽⁴⁾。図6に、装荷したインダクタのインダクタンス L_F を $0 \sim 0.5\text{nH}$ の間で変化させて、12GHzにおける S_{11}^* と Z_{opt} を計算した結果を示す。図から、 L_F を増加させると、 S_{11}^* と Z_{opt} とが近接することが分かる。 L_F が $0.4 \sim 0.5\text{nH}$ の点を整合点とすると、インピーダンスと雑音との同時整合条件に近いため、広帯域にわたってVSWRと雑音とを同時に低減できることが分かる。しかし、負帰還効果により、 L_F を増大させると利得及びアイソレーション特性が低下するため、この設計ではこれらを考慮して L_F の最適値を決定した。また、段間は共役整合とし、接地電極にバイアホールを多用することにより、設計自由度の増大を図った。

以上の回路設計、設計パラメータの基にシミュレーションを行った結果、設計周波数帯域において利得16.5dB以上、雑音指数1.7dB以下、入力VSWR2.0以下、出力VSWR1.3以下の結果が得られた。

4.1.2 試作結果

図7に、試作した12GHz帯低雑音増幅器のチップ写真を示す。チップサイズは、2.3mm×1.7mmである。図8(a), (b)に試作した増幅器の10~14GHzにおける利得、雑音指数、及びVSWRの周波数特性の一例を示す。バイアス条件は、 $V_{ds} = 3\text{V}$, $I_{ds} = 20\text{mA}$ である。図から広周波数帯域で利得、雑音指数とも平たんな特性が得られていることが分かる。設計帯域11.7~12.7GHzにおいて利得15.0dB以上、雑音指数1.7dB以下と目標値を満足する性能が得られた。入力VSWRは1.9以下、出力VSWRは1.5以下である。なお、12.0GHzでは、雑音指数は1.57dB、利得は15.8dBであった。これらの結果は、シミュレーション結果と比較的よい一致を示した。

4.2 分布型超広帯域増幅器

4.2.1 回路設計

分布型超広帯域増幅器は、能動素子自身の容量性サセプタンスを並列素子として、また能動素子間を接続する誘導性サセプタンスを直列素子とする定K型フィルタ回路を入出力回路とする設計を行う。図9に、分布型超広帯域増幅器の等価回路図を示す。図において、各HEMTのゲート電極とドレイン電極とをそれぞれ高インピーダンスのゲート側接続回路及びドレイン側接続回路で接続し、ドレイン側接続回路の一端にドレインバイアス回路を接続している。

以下、入出力回路部、バイアス回路部及び増幅器の設計指針について述べる。

(1) 入出力回路部及びバイアス回路部

分布型超広帯域増幅器の入出力インピーダンス Z_{in} 及び Z_{out} は、ゲート・ソース間容量 C_{gs} とドレイン・ソース間容量 C_{ds} 及び高インピーダンス接続回路の単位長さ当たりのインダクタンス、容量から次式で決定される。

$$Z_{in} \approx \{L_g / (C_g + C_{gs}/l_g)\}^{1/2} \quad \dots \dots \dots (1)$$

$$Z_{out} \approx \{L_d / (C_d + C_{ds}/l_d)\}^{1/2} \quad \dots \dots \dots (2)$$

ここでは、 L_g , C_g と L_d , C_d は、各々ゲート、ドレイン側接続回路の単位長さ当たりのインダクタンス及び容量であり、 l_g , l_d はそれぞれの線路長である。なお、HEMTのゲート・ソース間抵抗 R_{gs} 及びドレイン・ソース抵抗 R_{ds} は、無視している。

これらの式を用いて、増幅器の入出力インピーダンスが 50Ω になるような l_g , l_d の長さを求め、その値を初期値としてシミュレーションを行う。

バイアス回路部にRF信号が漏れると、増幅器の利得平たん性が悪化するため、バイアス回路部には広帯域にわたって高安定性を持つことが要求される。このために、終端抵抗 R_d からバイアス回路側を見込んだインピーダンス Z_d が、低周波～高周波帯にわたって高インピーダンスになるように設計し、RF的にバイアス回路部が分離されている回路構成とした⁽⁵⁾。

(2) 増幅器部

分布型超広帯域増幅器の利得 G は、近似的に次式で与えられる。

$$G \approx (g_m^2 n^2 Z_d^2 / 4) \cdot$$

$$(1 - \alpha_g l_g n / 2 + \alpha_g^2 l_g^2 n^2 / 6)^2 \quad \dots \dots \dots (3)$$

ここでは、 α_g はゲート側接続回路の単位長さ当たりの損失、 n は使用するHEMTの段数である。この式から、帯域内で利得 G : 6 dB を

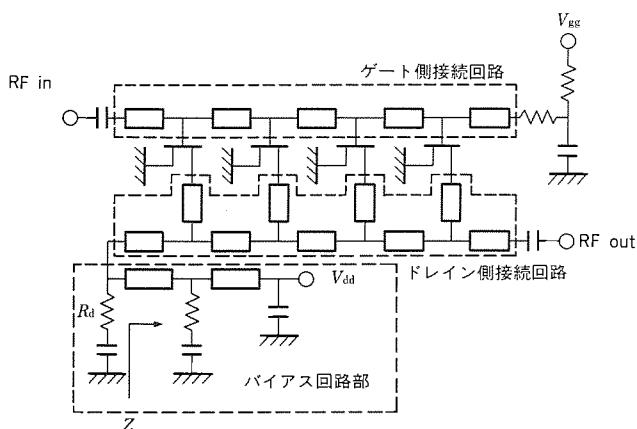


図9. 分布型超広帯域増幅器の等価回路

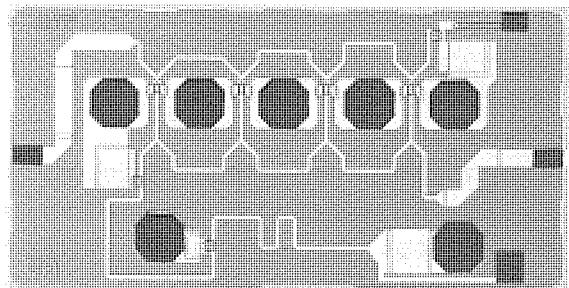


図10. 分布型超広帯域増幅器のチップ写真 (3.3mm×1.7mm)

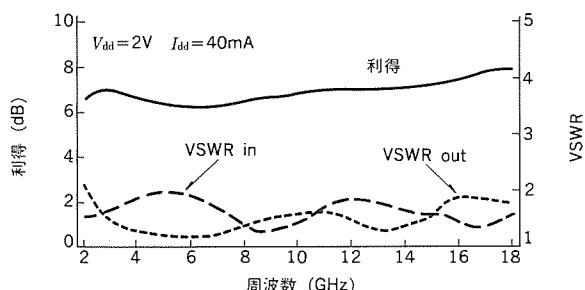


図11. 分布型超広帯域増幅器の利得とVSWR

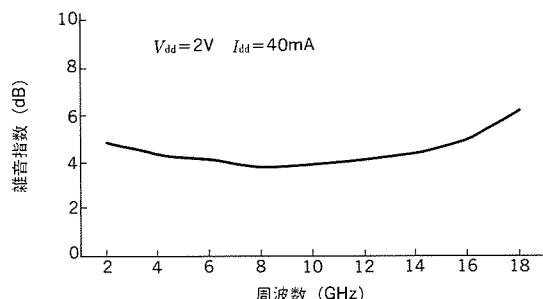


図12. 分布型超広帯域増幅器の雑音指数

実現するため, $n = 4$ と決定した。

以上の点から, 2~18GHzで平たんな利得特性が得られるように, バイアス回路, ゲート側接続回路, ドレイン側接続回路の各定数の最適化シミュレーションを行った結果, 帯域内において, 利得 5.5 ± 0.5 dB, 入力VSWR1.7以下, 出力VSWR2.7以下が得られた。

4.2.2 試作結果

試作した分布型超広帯域増幅器のチップ写真を図10に示す。チップサイズは3.3mm×1.7mmである。図11に利得, 入出力VSWRの周波数特性を示す。帯域内で利得 7.0 ± 0.9 dB, 入出力VSWR2.0以下が得られた。図12に帯域内における雑音指数の周波数特性を示す。帯域内で雑音指数6.2dB以下, 8 GHzで帯域内最小値3.8dB, 等の良好な性能が得られた。また, 1 dB利得圧縮時出力も帯域内で 5 dBm 以上である。

5. むすび

HEMTをMMIC増幅器に適用して, 12GHz帯低雑音増幅器及び分布型超広帯域増幅器の設計・試作を行った。

12GHz帯2段低雑音増幅器に関しては, 初段ソース端子と接地との間に直列インダクタを装荷したHEMTを採用することにより, 周波数帯域11.7~12.7GHzで, 雜音指数1.7dB以下, 利得15.0dB以上の良好な特性を得た。

また, 分布型広帯域増幅器では, 各回路の線路定数の最適化を図り, 周波数帯域2~18GHzで, 利得 7.0 ± 0.9 dB, 雜音指数6.2dB以下の良好な特性を得た。

以上により, MMIC増幅器におけるHEMTの高利得性, 低雑音性, 等に対する有効性を実証できた。

参考文献

- (1) Y.Yanaki, et al.: AQ-Band Monolithic Three-Stage Amplifier, IEEE 1988 Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium Digest of Papers, p.91~98 (1988-5)
- (2) C.Nishimoto, et al.: A 2-20GHz High Gain, Monolithic HEMT Distributed Amplifier, 1987 IEEE MTT-S Int'l Microwave Symp., p.155~158 (1987-6)
- (3) 高木ほか:ソースインダクタ装荷形X帯モノリシック低雑音FET増幅器, 昭和62年信学総大全, 750
- (4) Randal E. Lehmann, et al.: X-Band Monolithic Series Feedback LNA, IEEE 1985 Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium Digest of Papers, p.54~57, (1985-6)
- (5) 清野ほか:一電源化2~18GHz帯モノリシック分布型増幅器, 信学論(C), J70-C, 5, p.703~708 (1987-2)

マイクロ波高出力FET増幅器

高木 直* 石原 理**
 清野清春* 藤原正人***
 池田幸夫* 田村高之***

1. まえがき

民間ベースでの衛星通信利用の開始、今後打上げが予定されるBS-3を用いた衛星放送の本格的な商用化の開始、自動車電話、携帯電話等の移動体通信の立ち上がり等、通信や放送の多様化、大衆化が急速に進展しつつある。これらの通信システムの送信用マイクロ波増幅器には、従来、TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier) が多く用いられてきたが、装置の高信頼化、低価格化、小型・軽量化等の要求からこれをFET (Field Effect Transistor) を用いた固体化高出力増幅器 (SSPA : Solid State Power Amplifier) に置換しようとしている。

高出力FET増幅器の出力及び効率は、現状ではまだTWTAに比べて低い問題があり、この高出力化・高効率化が要求される。また、通信容量増大の要求から通信の多重化や通信チャネルの狭帯域化が進められているが、増幅器にひずみがあると相互変調ひずみやスペクトラムの広がりによるチャネル間干渉が問題となる。このため、増幅器に一層の低ひずみ化が要求される。また、小型化のためそのMMIC (Monolithic Microwave IC) 化が要求される。

ここでは、FET増幅器の高出力・高効率化、低ひずみ化及びMMIC化に関して、当社で行った開発結果について述べる。

2. 高出力・高効率増幅器

FET増幅器では、一般に多数のFET素子を並列動作させ、その出力を合成することにより、高出力化が図られる。しかし、使用する素子数が増大すると、信頼性が低下したり装置が大きくなる等の問題がでてくる。このため、素子レベルにおける高出力化を図り使用する素子数の低減を図ることが重要である。

FET素子の高出力・高効率化は、素子構造及び回路の両面からの改良によって達成されるものである。

前者については、素子の高耐圧化及び熱抵抗低減のための改良が進められている。高耐圧化のための一つの方法として、階段リセス (Stepped Recess) 構造FET⁽¹⁾がある。また、熱抵抗低減のための熱放散の良い素子構造として、PHS (Plated Heat Sink)⁽²⁾やSIV (Source Island Viahole)⁽³⁾等がある。図1にSIV構造を示す。厚さ数十μmの極めて薄いGaAs基板を用い、その裏面接地導体を厚い金めっき層で形成することにより、放熱効果を高めている。また、すべての単位FETのソースをバイアホールで接地する構造として、ソースインダクタの低減を図っている。

一方、後者の回路設計については、FET素子内の単位FETの出力を効率良く引き出す合成回路の設計が重要となる。一般に、低周波数帯ではFET素子の高出力化は、FETセル寸法を大きくすることによって行われている。しかし、その寸法が波長に比べて無視できなくなる高周波数帯では、図2のモデルで示すように、FETセル寸法を大きくするとFETセル内で増幅された高周波の位相差により、出力が効率良く合成されなくなり高出力を得ることが難しくなる。ま

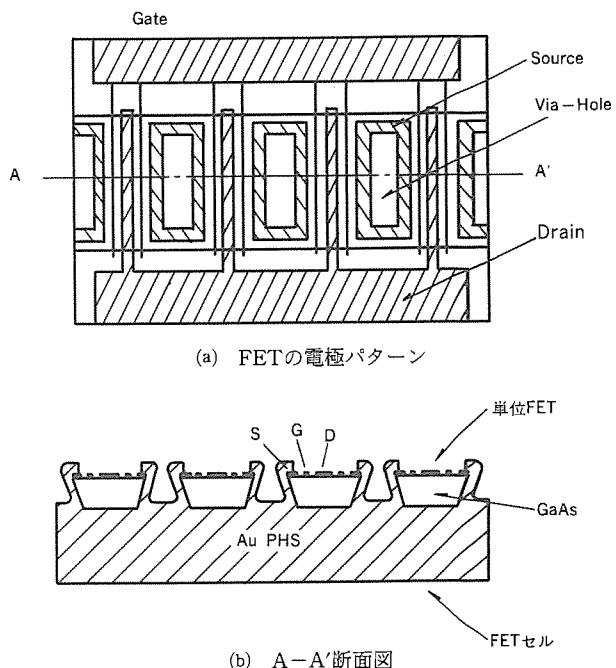


図1. SIV構造

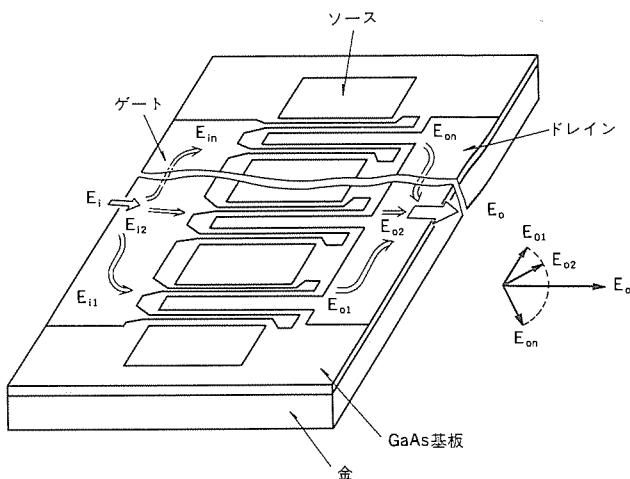


図2. FETセル内で増幅された高周波の電力合成モデル

た、この結果、効率も悪くなる。

このような問題を解決する合成方法の例として、図3に開発したKa帯モノリシック電力合成FET⁽⁴⁾の構造を示す。Ka帯において、FETセル内の各単位FETが均一動作するようにFETセルのゲート幅を800μmとし、4個のFETセルの出力が平面型ウイルキンソン4電力合成回路で合成される。素子は、熱放散の良いSIV構造とし、FETセル及び合成回路が厚さ30μmのGaAs基板上にモノリシック集積回路によって構成されている。

図4に、モノリシック電力合成FETの28GHzにおける入出力特性を示す。得られた性能は、利得4dB、1dB利得圧縮点出力29dBm、

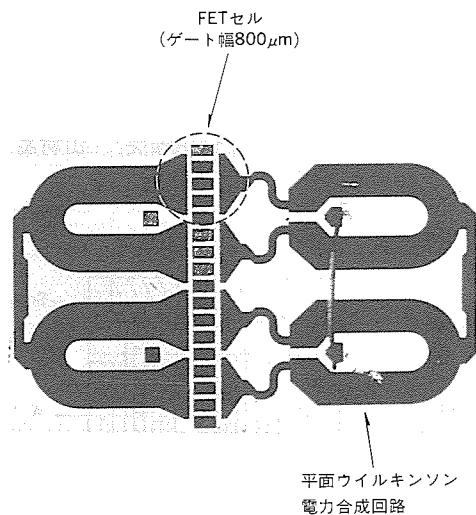


図3. Ka帯モノリシック電力合成FET

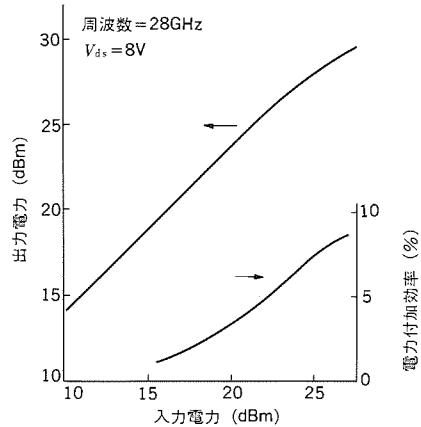


図4. Ka帯モノリシック電力合成FETの入出力特性

電力付加効率8.3%である。このモノリシック電力合成FETを最終段に2個並列に用いた12段構成の高出力増幅器⁽⁵⁾を図5に示す。3段増幅器ごとに気密パッケージを用いてモジュール化することにより、高信頼化及び構成の簡易化が図られている。図6に増幅器の周波数特性を示す。27~29GHzにおいて、入力電力-24dBm時に、利得50dB、飽和出力31.1dBmが得られている。

他の合成方法の例として、図7に開発したC帯内部整合FET⁽⁶⁾の構造を示す。FETチップ内の各単位FETからの出力を有効に引き出すため、チップのゲート幅は12.6mmとし、4個のFETチップの出力をパッケージ内で合成することにより、高出力化を図っている。広帯域にわたり良好な特性を実現するため、チップ合成回路はマキシマリ・フラット型の1/4波長2段変成器構成としている。また、高誘電率基板($Er=38$)を使用することにより、チップ合成回路の小型化を図っている。パッケージ寸法は、3.8mm×17.4mm×24mmである。図8に、C帯内部整合FETの直線利得、出力、電力付加効率の周波数特性を示す。得られた性能は、3.7~4.2GHzで直線利得11.6dB以上、2dB利得圧縮点出力42.4dBm以上、電力付加効率48%以上であり、高出力かつ高効率な性能が得られている。

3. 低ひずみ増幅器

通信容量増大の要求から、通信の多重化や通信チャネルの狭帯域

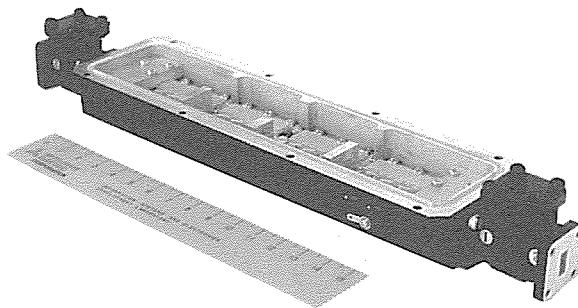


図5. Ka帯高出力増幅器

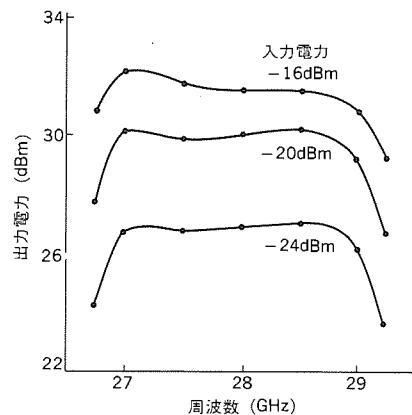


図6. Ka帯高出力増幅器の周波数特性

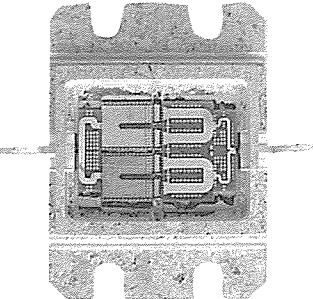


図7. C帯内部整合FET

化が進められているが、増幅器にひずみがあると相互変調ひずみやスペクトラムの広がりによるチャネル間干渉が問題となる。このため、増幅器に対する低ひずみ化の要求は、ますます増大すると考えられる。

一般に、FET増幅器は従来のTWTAに比べ、ひずみ特性が優れているという特長を持っている。しかし、より低ひずみな特性を得るために、ひずみ補償回路が必要となる。ひずみ補償法としては、①負帰還法⁽⁷⁾、②フィードフォワード法⁽⁸⁾、③プリディストーション法⁽⁹⁾がある。このうち、①は広帯域な負帰還回路を実現することが難しい問題があり、②はひずみ発生回路による消費電力が大きくなる問題がある。これにたいし、③は回路構成が比較的簡単、広帯域、かつ、ひずみ発生回路での消費電力が小さい利点がある。このため、現在、マイクロ波帯で使用されているのは、ほとんどがプリディストーション法及びその変形である。プリディストーション法は、あらかじめ増幅器にひずみを入力し、増幅器で発生したひずみと相殺しようとするものである。リニアライザは、これまでアナログ回路

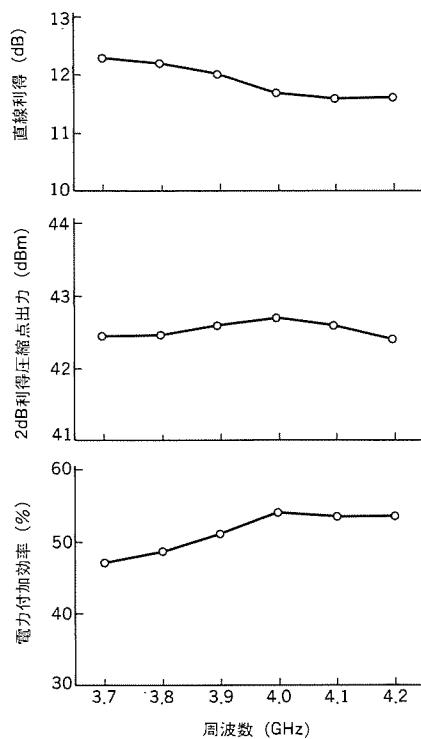


図8. C帯内部整合FETの周波数特性

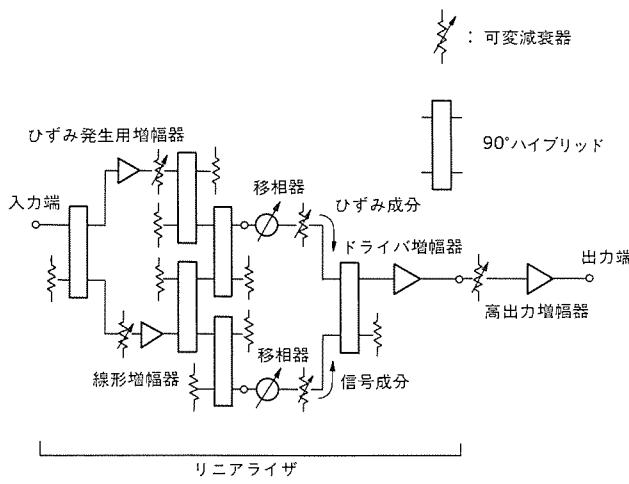
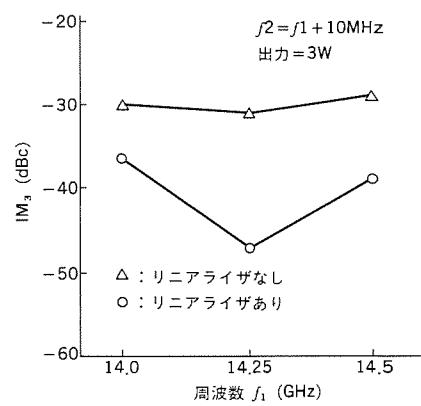
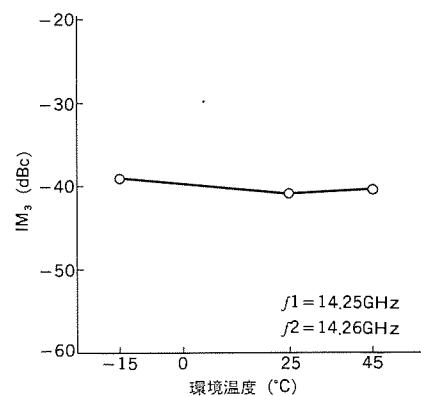


図9. Ku帯プリディストーション型等経路リニアライザ

で構成されているが、今後、ディジタル通信の普及とともに、ひずみ補償をディジタル回路で行うことも考えられてきている⁽¹⁰⁾。

リニアライザの例として、図9に開発したKu帯プリディストーション型等経路リニアライザ⁽⁹⁾の回路構成を示す。リニアライザ内のひずみの経路と信号の経路は、同一種類、同一個数の部品から構成され、等経路となっている。この等経路リニアライザは、広帯域かつ広い温度範囲にわたって、経路間の位相が逆相となる特徴を持っている。広帯域かつ広い温度範囲にわたって、高出力増幅器で生じるひずみを良好に低減できる。

このリニアライザを用いたKu帯6W出力低ひずみFET増幅器の3次相互変調ひずみIM₃の周波数特性を図10に示す。図においてIM₃の測定は、増幅器の1dB利得圧縮点出力からのバックオフ3dBの出力点で行っている。14~14.5GHzの帯域でIM₃-37dBcが得られた。リニアライザを装着することにより、増幅器単体に比べて、IM₃を7dB以上低減できた。図11に、増幅器の3次相互変調ひずみIM₃の温度特性を示す。-15~45°Cの温度変化に対しIM₃はほぼ一定で

図10. Ku帯低ひずみ増幅器IM₃の周波数特性図11. Ku帯低ひずみ増幅器のIM₃の温度特性

あり、温度に対し安定に動作することを示している。

4. MMIC化高出力増幅器

MMICは、①寄生リアクタンスが小さいため、高周波特性が改善されること、②一体化しているため小型、軽量であること、③量産化が可能であり、低コスト化が図れること、④接続点数が少ないため信頼性が向上すること、などの特長があり、高出力増幅器でもMMIC化が進められている。

MMIC化高出力増幅器の例として、図12にX帯モノリシックFET増幅器⁽¹¹⁾の構造を示す。増幅器は2段構成であり、高出力化のためゲート幅を単位FETの各ソース電極をエアブリッジで相互接続することにより図っている。また、各段のFETは二つのセルに分割され、FETセル内の単位FETの不均一動作による出力及び利得の低下を低減している。チップ寸法は、2.7mm×4.9mmである。図13に増幅器の入出力特性を示す。X帯において、飽和出力電力31.5dBmが得られている。

低周波では、MMICチップの小型化のため、整合回路を集中定数素子で構成する必要がある。図14に、L帯集中定数化モノリシックFET増幅器⁽¹²⁾の構造を示す。増幅器は3段構成とし、各段ともFETのゲート・ドレイン間に負帰還回路が設けられている。これにより、入力インピーダンスを低め、整合回路を設計しやすくし、回路構成を簡易化している。さらに、小型化のため、回路素子としてエピタキシャル抵抗、MIM(Metal Insulator Metal)キャノピシタ及びスピアイラルインダクタの集中定数素子を用いている。チップ寸法は2.6mm×2.7mmである。図15に、増幅器の入出力特性を示す。L帯に

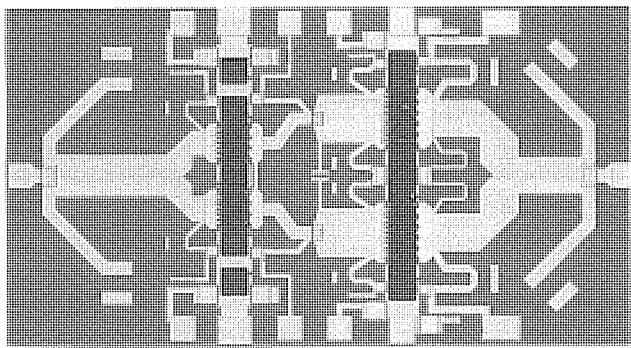


図12. X帯モノリシックFET増幅器

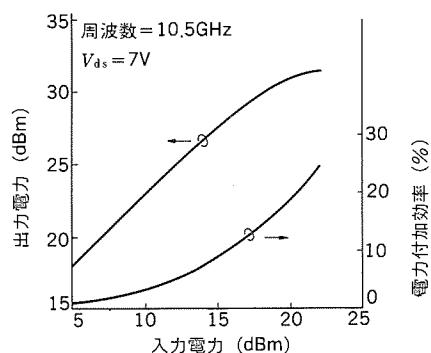


図13. X帯モノリシックFET増幅器の入出力特性

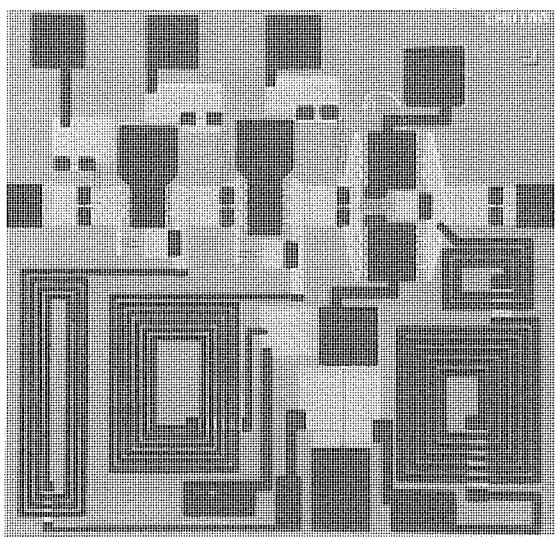


図14. L帯集中定数化モノリシックFET増幅器

において、飽和出力電力28.7dBmが得られている。

5. む す び

高出力・高効率増幅器として、Ka帯モノリシック電力合成FET及びC帯内部整合FETの開発結果を述べた。Ka帯モノリシック電力合成FETでは、4個のFETセルの出力をモノリシック平面型ウイルキンソン4電力合成回路で合成することにより、28GHzにおいて出力29dBmを得た。また、C帯内部整合FETでは、4個のFETチップの出力をパッケージ内で合成することにより、3.7~4.2GHzにおいて出力42.4dBm以上、電力付加効率48%以上を得た。

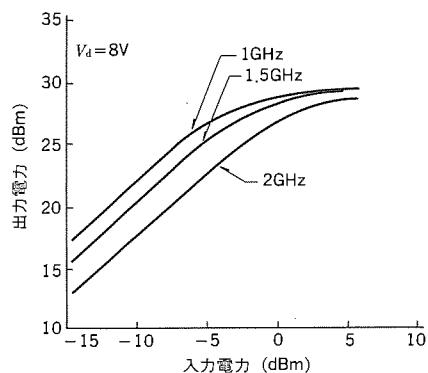


図15. L帯集中定数化モノリシックFET増幅器の入出力特性

ひずみ補償回路に、プリディストーション型等経路リニアライザを用いたKu帯6W出力FET増幅器において、3次相互変調ひずみIM₃-37dBc以下を達成した。

また、MMIC化高出力増幅器として、X帯モノリシックFET増幅器及びL帯集中定数化モノリシックFET増幅器を開発し、それぞれ、飽和出力電力31.5dBm及び28.7dBmの高出力を得た。

参 考 文 献

- (1) S. Sakamoto, et al. : High Power and High Efficiency GaAs FETs in C Band, 19th EuMC, p. 225 (1989)
- (2) 竹内ほか : K帯高出力GaAsFET, 信学技報, SSD81-80 (1981)
- (3) 三井 : 準ミリ波帯電力合成型GaAs高出力FET, 信学論, J68-C, 12, p.991 (1985)
- (4) T. Takagi, et al. : A 1 Watt 28GHz Band Amplifier using Clustered FETs, IEEE 1985 MTT-S, p. 324 (1985)
- (5) K. Seino, et al. : A 28GHz Band High Power FET Amplifier, submitted for APMC'90 (1990)
- (6) Y. Ikeda, et al. : C-Band High Efficiency GaAs FET Amplifier with 17.4W Output Power, submitted for 20th EuMC (1990)
- (7) 高橋ほか : マイクロ波帯負帰還増幅器, 信学技報, ED83-127 (1983)
- (8) C. Hsien, et al. : A Feed Forward S-Band MIC Amplifier System, IEEE SC-11, No. 2, p. 271 (1976-4)
- (9) 末松ほか : Ku帯プリディストーション形等経路リニアライザ, 信学技報, MW89-90 (1989)
- (10) Y. Nagata : Linear Amplifier Technique for Digital Mobile Communications, 39th IEEE Vehicular Technology Conf., 1, p. 159 (1989)
- (11) 高木ほか : X帯1WモノリシックFET増幅器, 昭61 信学光・電波部門全大, No. 109 (1986)
- (12) M. Mochizuki, et al. : L-Band High Power Monolithic Amplifier using FET with a Built-in Feedback Resistor, submitted for APMC'90 (1990)

青木克比古* 湊崎修治**
 山中治* 飯田明夫**
 堂前光洋* 伊東健治**

超小型地球局用マイクロ波周波数変換器

1. まえがき

平成元年度には、我が国初の民間通信衛星が打ち上げられ、SNGネットワークシステム⁽¹⁾を初めとして、新しい多様な衛星通信システムが稼働しつつある。衛星通信のもつ広域性、多元接続性、アクセスの容易さ及び耐災害性などの特長に加え、衛星出力の大電力化に伴い、地球局の小型化・経済化が可能になってきたこと、また半導体技術の進歩により、マイクロ波機器の固体化が進み、装置の小型化・低価格化・高信頼化が可能になったことにより、衛星通信はますますその多様化、大衆化が進んでいる。

この中で、特にVSAT (Very Small Aperture Terminal: 超小型地球局)は、これらの衛星通信の特長を生かし、 $\phi 1.2\sim 1.8\text{m}$ 程度の小型アンテナを用いて、スター形あるいはメッシュ形の双方向データ通信を実現するもので、米国を中心に普及してきている。ここでは、Ku帯VSAT用周波数変換器について、そのキーデバイスである周波数シンセサイザを中心にして述べる。

また、宇宙通信⁽²⁾が打ち上げたスーパーバード衛星やCS3(通信衛星さくら)のKa帯トランスポンダを用いた、映像・データ配信システムが考えられているが、その受信専用地球局用として開発した低雑音周波数変換器についても述べる。

2. Ku帯VSAT用周波数変換器

2.1 周波数変換器の構成と機能

図1に示すようにVSATは、端末インターフェース・制御部、変復調部、電源部等から成るIDU (Indoor Unit: 屋内ユニット)と、UP-CON (送信周波数変換器)、SSPA (固体化電力増幅器) 及びINC (低雑音周波数変換器) から成るODU (Outdoor Unit: 屋外ユニット) 及び給電部を含むアンテナ装置によって構成される。

IDUは、ユーザー端末からのデータ信号を変調して、IF (中間周波数)信号としてODUに送出する一方、ODUからの受信IF信号を復調してデータ信号を端末に出力する。また、親局からの制御信号等により、周波数設定・送信ON/OFF等の制御を行う。

ODUは、IDUからの送信IF信号を周波数変換・增幅して、アンテナから衛星に向けて送出する。また、衛星からの受信高周波信号を低雑音増幅・周波数変換し、受信IF信号としてIDUに送出する。

図2にODUの構成を示す。送信の第1 IF信号は、LLO(低次局部発振器)を用いていったん1GHz帯の第2 IF信号に変換し、狭帯域BPFで不要波を抑圧した後、13GHz帯のHLO(高次局部発振器)を用いて14GHz帯の送信周波数に変換している。また、受信系では、12GHz帯の入力信号を同じHLOを用いて1GHz帯の第1 IFに変換した後、BPFで受信信号を選択し、同じLLOによって140MHz帯の第2 IF信号に変換している。周波数変換器の主要な所要機能・性能として以下の点が挙げられる。

周波数可変機能、帯域伝送特性、周波数安定度、位相雑音、これらの各機能・性能と周波数変換器の構成要素の関係を以下に述べる。

(1) 周波数可変機能

衛星通信では、周波数割当の変更がしばしば行われるために、周波数変換器は衛星の全帯域にわたって、周波数可変であることが必要である。このため、この構成では、二重周波数変換を用いてHLOのみを周波数可変することで500MHzの全帯域をカバーするとともに、HLOをシンセサイザ化することにより、遠隔制御によって容易に周波数の変更を可能としている。

(2) 帯域伝送特性

VSATでは、通常最大1トランスポンダを単位として伝送帯域とし、この中で要求に応じてキャリア周波数を割り当てる方式が取られている。したがって、周波数変換器としては、周波数特性が平た

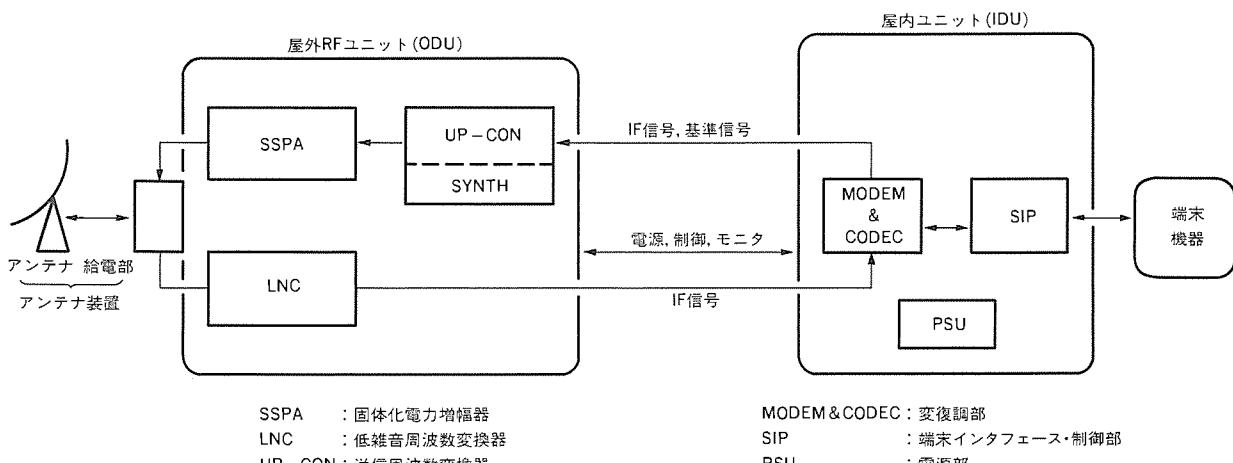


図1. 超小型地球局(VSAT)の構成

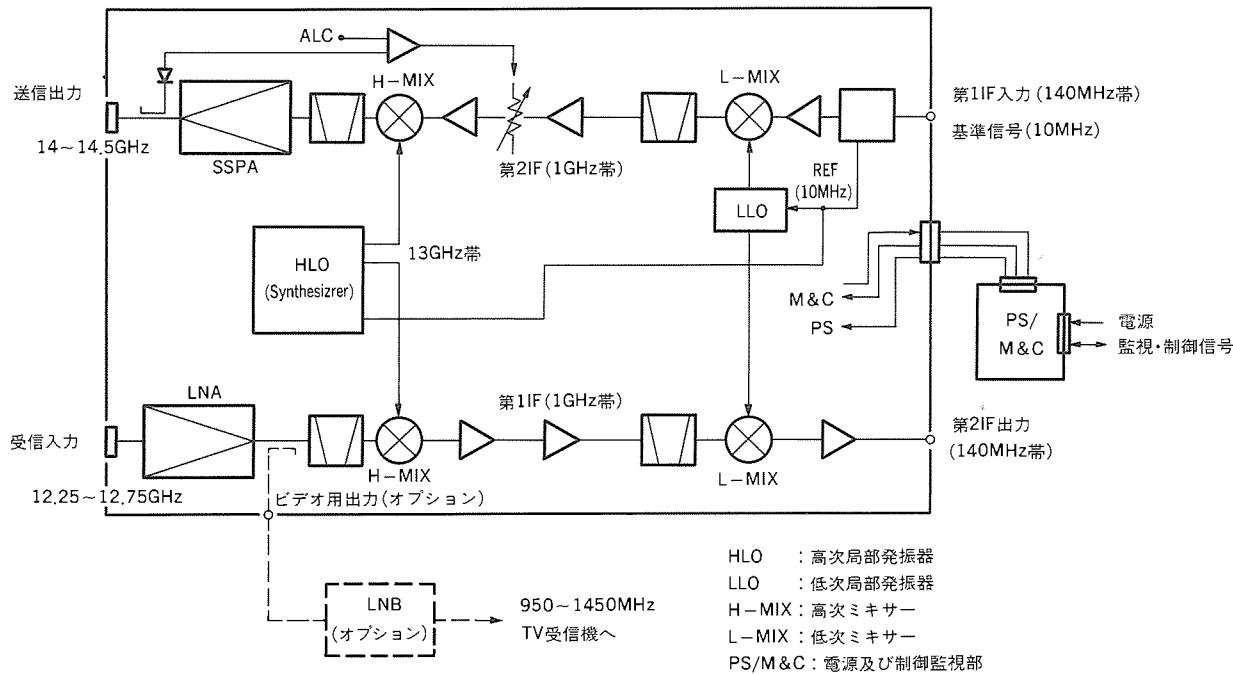
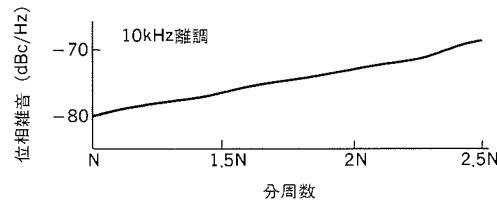
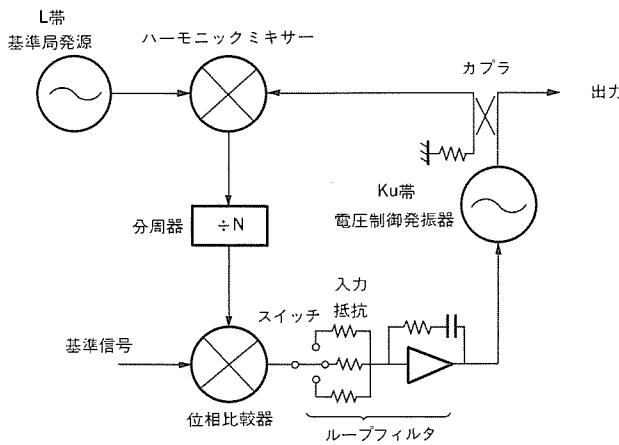


図2. 屋外ユニット(ODU)の構成



んな帯域幅として1トランスポンダの帯域幅に相当する36~45MHzが必要である。

(3) 周波数安定度

周波数安定度の要求性能は、地球局送受信の周波数偏差、衛星トランスポンダの周波数偏差、及び衛星~地球局間のドップラーシフトの各誤差要因と復調器の性能等の関係で、割当てが決まり、周波数変換器に要求される周波数安定度は $\pm 5 \times 10^{-8}$ 程度である⁽²⁾。屋外環境条件で、この程度の安定度を得ることは、一般に困難である。この構成では、基準周波数源を環境条件のよいIDUに実装し、IF信号に重畠して基準信号を送出することで高安定度を実現している。

(4) 位相雑音

位相雑音は、伝送される信号がデジタル位相変調の場合、特に伝送品質に大きな影響を与えるので、キャリアからの離調周波数1kHzで-67dBc/Hz以上が必要である⁽³⁾。位相雑音の性能は、主として局部発振器で決まり、2.2節で述べるように、特にシンセサイザの場合構成上の考慮が重要である。また、機械的振動や温度変化に対する位相の安定度も重要であり⁽⁴⁾、局部発振器の構造設計において考慮が払われている。

2.2 13GHz帯シンセサイザ

2.1節で述べた周波数変換器に要求される性能のうち、周波数可変、周波数安定度、位相雑音はほとんどODUのシンセサイザの性能によって決まる。ここでは、このシンセサイザについて述べる。

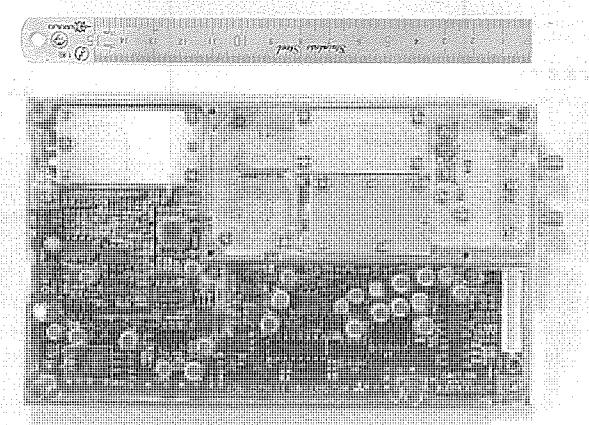


図4. 13GHz帯シンセサイザの外観

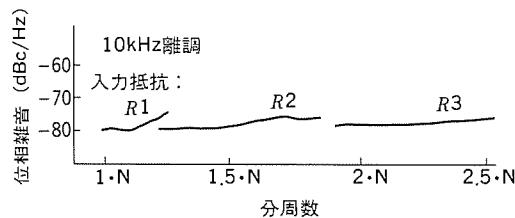


図6. 分周数に対する位相雑音
(ループフィルタの利得を切り替えた場合:測定値)

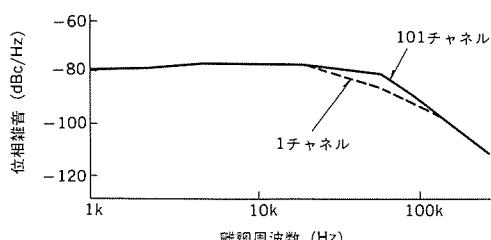
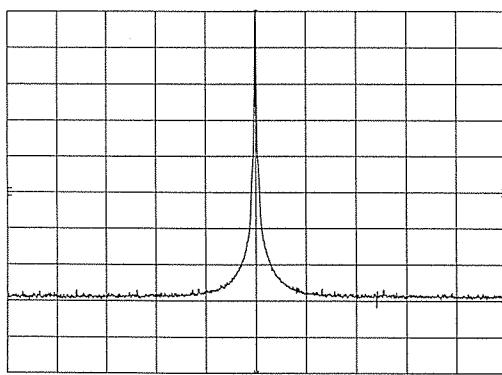
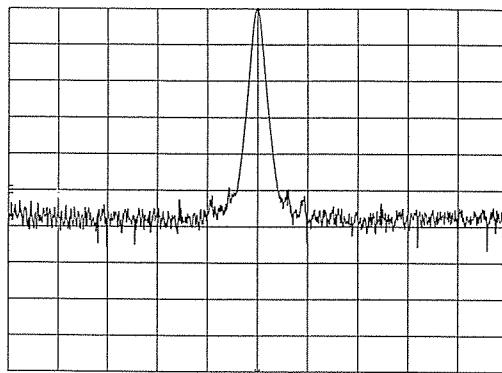


図7. シンセサイザの位相雑音



横軸: 1MHz/div 分解能帯域幅: 10kHz
縦軸: 10dB/div

(a) 広帯域



横軸: 1kHz/div 分解能帯域幅: 100Hz
縦軸: 10dB/div

(b) 狹帯域

図8. シンセサイザの発振スペクトラム

シンセサイザの構成を図3に示す。このシンセサイザでは、Ku帯電圧制御発振器、ハーモニックミキサー、カプラ、分周数、位相比較器及びループフィルタによって位相同期ループが構成されている。電圧制御発振器の出力信号をハーモニックミキサーにより、低い周波数に変換した後、分周器によって分周した信号と、基準信号とを位相比較器で比較して周波数を制御している。この分周器の分周数を変えることにより、分周器に応じて周波数を設定できる。ミキサ

表1. シンセサイザの性能

周波数	13GHz
出力電力	13dBm
位相雑音	-76dBc/Hz(1kHz離調) -75dBc/Hz(10kHz離調) -88dBc/Hz(100kHz離調)
スプリブス	-60dBc
チャネル数	101
チャネル開閉	5MHz
周波数安定度	$\pm 5 \times 10^{-8}$

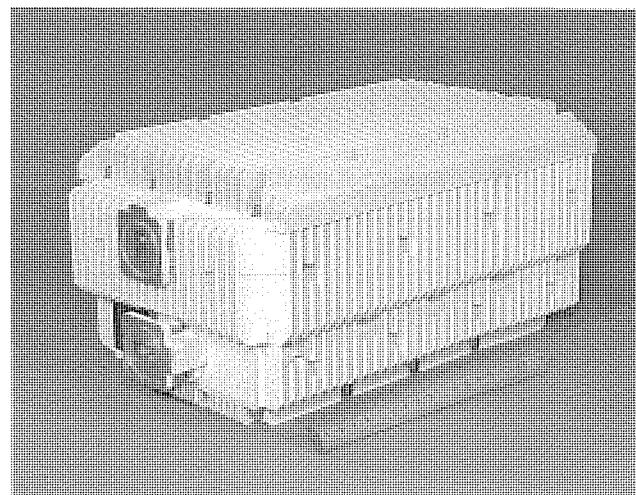


図9. ODUの外観

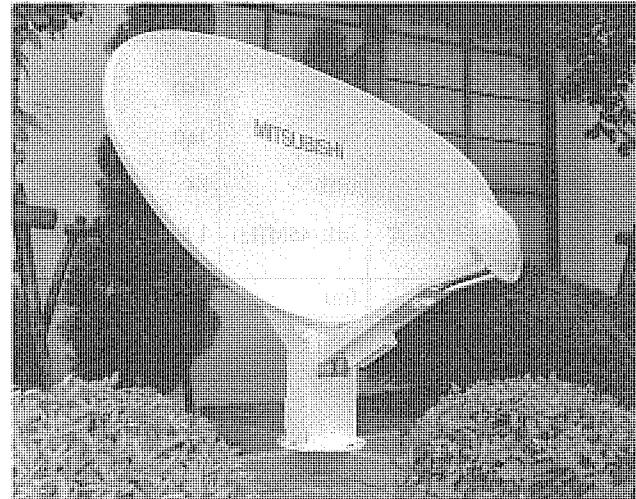


図10. Ku帯超小型地球局(VSAT)の外観

としてハーモニックミキサーを用いることにより、低い周波数のL帯基準局発源を使用している。

このシンセサイザの位相雑音 $S_o(j\omega)$ は、式(1)で示される⁽⁵⁾。

$$S_o(j\omega) = \frac{N^2 \cdot (S_{pd}(j\omega) + S_t(j\omega) + S_{xo}(j\omega)) + M^2 \cdot S_p(j\omega)}{\left| 1 + \frac{1}{G(j\omega)} \right|^2} + \frac{S_v(j\omega)}{\left| 1 + G(j\omega) \right|^2} \quad (1)$$

ここに

$$G(j\omega) = \frac{K_v \cdot K_p \cdot F(j\omega)}{j\omega \cdot N}$$

ここで、 $G(j\omega)$ は開ループ利得、 $S_p(j\omega)$ 、 $S_v(j\omega)$ はそれぞれ

基準局発源、電圧制御発振器の位相雑音、 $S_{pd}(j\omega)$ 、 $S_t(j\omega)$ 、 $S_{xo}(j\omega)$ はそれぞれ位相比較器、ループフィルタ、基準信号の位相雑音、 K_p 、 K_v はそれぞれ位相比較器、電圧制御発振器の感度、 $F(j\omega)$ はループフィルタの利得、 N は分周数、 M はハーモニックミキサーの高調波次数、 ω は発振周波数からの離調角周波数である。

周波数変換した後に分周するこのシンセサイザは、分周数が小さいので式(1)の第一項に示す位相比較器、ループフィルタ及び基準信号に起因する位相雑音が低い利点があるが、チャネル間での分周数 N の比が大きくなる。そのため、位相同期ループの開ループ利得 $G(j\omega)$ がチャネル間で変化して、位相雑音が大きく変化する。

ここでは、図3に示すループフィルタを構成するオペアンプの入力抵抗をスイッチで切り替えることにより、 $F(j\omega)/N$ が一定になるようにループフィルタの利得を制御し、ループ利得のあるチャネルの範囲ごとに一定にするようにした。これにより、分周数を変え

表2. Ku帯超小型地球局用ODUの性能

項目		性能	
送信系	出力周波数	(GHz)	14~14.5
	中間周波数	(MHz)	140
	出力	(W)	4
	利得	(dB)	60
	利得平たん度	(dB/45MHz)	2
受信系	入力周波数	(GHz)	12.25~12.75
	中間周波数	(MHz)	140
	雑音温度	(K)	160
	利得	(dB)	74
	利得平たん度	(dB/45MHz)	1.5
寸法	L×W×H	(m)	280×180×150
重量		(kg)	8

注 高出力増幅器の出力36dBm 利得48dB
低雑音増幅器のNF1.8dB 利得25dB

ても位相雑音が大きく変化しないようにしている。

開発したKu帯周波数変換器のシンセサイザの外観を図4に示す。チャネル数は101である。このシンセサイザにおいて、分周数が N のとき位相雑音が最小となるようにループフィルタの利得を設定し、分周数を変えたときの分周数に対する位相雑音の実測値を図5に示す。分周数が N に比べて大きくなると、位相雑音は劣化し、2.5倍になると12dBの劣化が見られる。これは、式(1)で予測できる値とほぼ同じである。

次にループフィルタのオペアンプの入力抵抗をスイッチで切り替えることにより、ループフィルタの利得を変えて位相雑音を測定した結果を図6に示す。図に示すように、ループフィルタの利得を3段階に切り替えることにより、分周数の比が2.5でも位相雑音の変動はほぼ3dB以下である。

1チャネル(最小周波数)と101チャネル(最大周波数)における、離調周波数に対する位相雑音を図7に示す。1kHz離調において-80dBc/Hzであり、要求される-67dBc/Hz以下である。位相雑音の変動はほぼ3dB以下である。シンセサイザの発振出力スペクトラムを図8に示す。スプリアスは、-60dBc以下である。周波数安定度及びその他の性能を表1に示す。

2.3 Ku帯周波数変換器の性能

図9に開発した超小型地球局用ODUの外観を示す。寸法280mm×180mm×150mmで、局部発振器にシンセサイザを持つ周波数変換

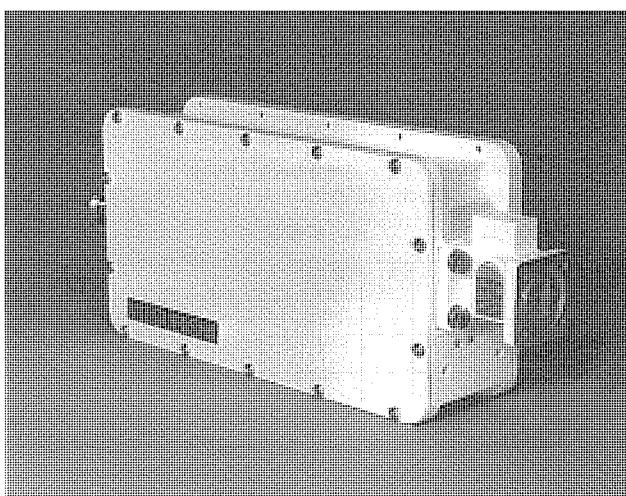


図12. Ka帯低雑音周波数変換器の外観

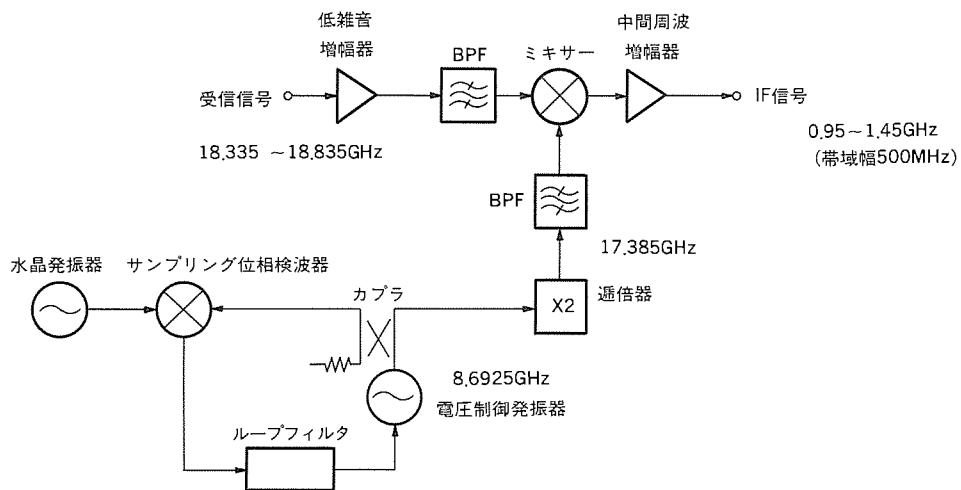


図11. Ka帯低雑音周波数変換器の構成

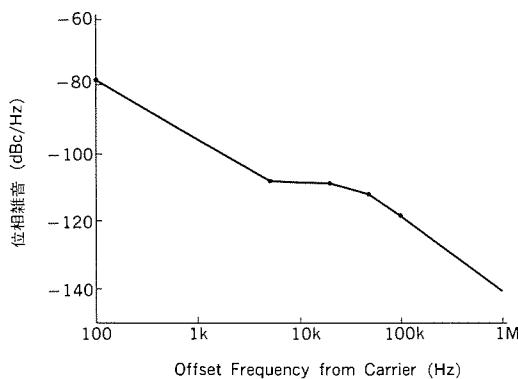


図13. Ka帯低雑音周波数変換器の位相雑音

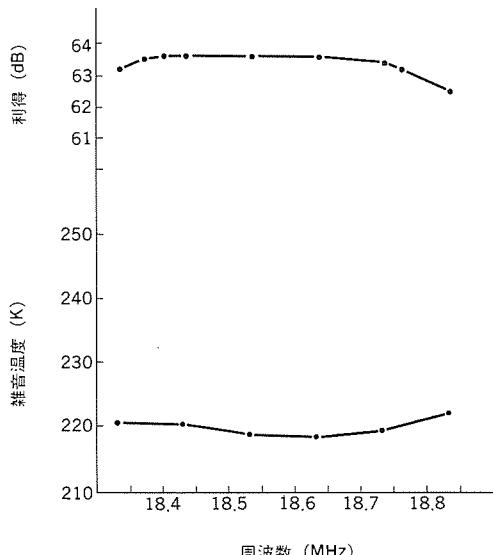


図14. 利得と雑音温度

器を内蔵したものとしては小型である。このODUは、アンテナの一次放射器近くに取り付けられる。アンテナに取り付けた状態を図10に示す。

表2に周波数変換器の性能を示す。送信端に出力4W、利得48dBの高出力FET増幅器、受信端に雑音指数1.8dB、利得25dBの低雑音増幅器を取り付けたときの性能である。

3. Ka帯低雑音周波数変換器

図11にKa帯受信専用地球局に用いられる低雑音周波数変換器の構成を示す。Ka帯で500MHzの帯域をもつ受信信号を、低雑音増幅器で増幅し、フィルタを介しミキサーで局発信号と周波数混合する。このミキサーから出力される中間周波信号の帯域は受信信号と同じ500MHzである。この周波数変換器は、データ通信の受信にも用いられるため、位相雑音の低いことが要求される。このため、局部発振器に2章と異なりサンプリング位相検波器を用いて位相同期ループを構成し、低雑音化を図っている⁽⁶⁾。図12に開発したKa帯低雑音周波数変換器を示す。この低雑音周波数変換器の位相雑音を図13に示す。1kHz離調時に-95dBc/Hzの低雑音を得ている。図14は、利

表3. Ka帯低雑音周波数変換器の性能

項目	性能
入力周波数帯域	17.7~19.3GHzにおける500MHz帯域
出力周波数帯域	950~1,450MHz
雑音温度	225K以下
利得	63dB以上
局発周波数偏差	±1×10 ⁻⁷ (TCXO)
動作温度範囲	-15°C~45°C

得と雑音温度の周波数特性を示す。500MHzの帯域にわたり、利得63dB以上、雑音温度225K以下である。その他の性能を表3に示す。

4. むすび

以上、Ku帯及びKa帯の周波数変換器について、それらの機能・性能とその達成手段を中心に述べた。これらの周波数変換器は、いざれも超小型地球局用として、屋外設置を前提として設計されたものであるが、機能・性能の点で従来の大型地球局用のものと大差はない。これは、衛星通信が多様化・大衆化していることの一つの表れといえる。

今後共、衛星通信は広く普及・発展していくものと考えられるが、いかに経済性のあるシステムを提供できるかがそのかぎ(鍵)といえる。そのためには、周波数変換機能を高出力増幅機能と一体化する等、機能の複合化や、デバイスのMMIC化等によって、高機能化・低価格化を図っていくことが必要である。今までの実績・経験を踏まえ必要な機能を維持しつつ、より低価格な製品を提供していくことで、衛星通信の普及・発展に貢献していく所存である。

参考文献

- (1) 清水芳之、堀江 丞、中西道雄、岡田東亜、日向正端: SNG (Satellite News Gathering) ネットワーク、三菱電機技報, 64, No. 2, 137~141 (1990)
- (2) Performance Characteristics for Domestic Earth Stations Accessing the Intelsat Leased Space Segment, Intelsat Earth Station Standards Document IESS-602 (Rev 1) (1989) など
- (3) Wolejsza, C. J.: Effects of oscillator phase noise on PSK demodulation, COMSAT TECHNICAL REVIEW, 6, No. 1, 107~125 (1976)
- (4) E. J. Hwan, R. E. Brown: Microwave Sources for Digital Radio, Microwave Journal, 31, No. 1, 151~156 (1988)
- (5) V. F. Kroupa: Low-Noise Microwave-Frequency Synthesizers Design Principles, IEE Proc. 130, Pt. H, No. 7 (1983)
- (6) 伊東健治、飯田明夫、山中 治、浦崎修治: スロット線路形サンプリング位相検波器の安定化、電子情報通信学会 技術研究報告, MW89-32 (1989)

マイクロ波モノリシック移相器

伊山義忠* 青木 浩***
松永 誠* 増田義弘+
石原 理**

1. まえがき

半導体移相器は、伝送線路に設けた半導体素子のインピーダンスを印加バイアスによって制御して、伝送線路を通過する電波の通過位相を変えるものである。小型軽量なため、多数の移相器を用いるフェーズドアレーランテナの位相制御素子に適している。特に近年は、半導体プロセス技術の進歩により、この移相器を構成する半導体素子やインダクタ、キャパシタ、レジスタ、伝送線路などを一つの半導体基板上に構成するモノリシック移相器ができるようになり、移相器の小型化、信頼性の向上が一層進んでいる。ここでは、このようなモノリシック移相器のうち、一定の位相ステップで位相を切り替えていく方式のディジタル型モノリシック移相器として、分布定数線路を用いた低損失X帯移相器、集中定数素子を用いた小型広帯域S帯移相器について述べる。

2. ペアFETを用いたX帯モノリシック移相器⁽¹⁾

ディジタル移相器では、360°の移相量を、移相量の異なる複数の単ビット移相器を従順接続して構成する。このようなディジタル移相器の構成に、45°以下の小さな移相量の移相器を低損失な特長をもつローデッドライン型移相器で構成し、90°以上の大きな移相量の移相器を小型な特長を持つスイッチドライン型移相器で構成する方法がある⁽²⁾。図1にローデッドライン型移相器、図2にスイッチドライン型移相器の等価回路をそれぞれ示す。これらの図では、半導体素子としてダイオードを用いた例について示している。

ローデッドライン型移相器は、伝送線路に並列に1/4波長間隔で2本の装荷線路が接続され、その先端に一对の半導体素子がそれぞれ接続されている。半導体素子に印加するバイアスを変えて半導体素子が呈するインピーダンスを変化させることにより、伝送線路に装荷されるサセプタンスを変えることができる。この二つのサセプタンスを、同時に大きさが等しく符号の異なるサセプタンスに切り替えることにより、反射を小さくして位相変化を得ることができる。

スイッチドライン型移相器は、長さの異なる2本の線路が、一对の半導体素子からなる2個のスイッチ間に接続されている。2本の線路をスイッチで切り替えることにより、線路長差によって位相差を得ることができる。

これらの移相器では、特性のそろった一对の半導体素子が必要である。モノリシック回路で一对の特性のそろった半導体素子を構成する方法として、ここでは、2個のFETを接近して配置し、そのソースを共通化することにした。図3に、このペアFETの電極形状を示す。クランク形のゲート電極を持つ2個のFETのソース電極が共用化されている。この結果、二つの素子が接近して配置されるので、特性のそろったFETが得られる。図4にGaAsFETの断面構造モデルと等価回路を示す⁽²⁾。ドレイン電極とソース電極は、同電位にして用いる。ゲート電圧を0Vにすると、FETのドレイン電極とソース電極間のインピーダンスは、電極のオーミック抵抗とチャネル抵抗

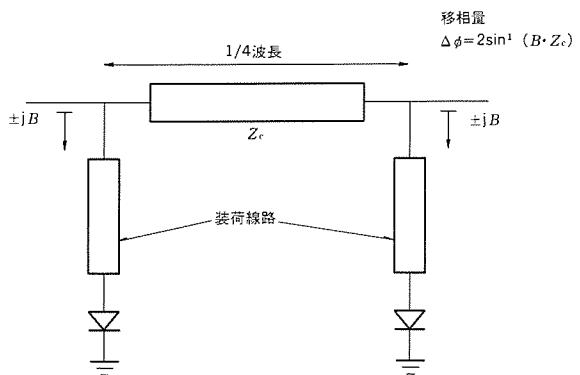


図1. ローデッドライン型移相器の等価回路

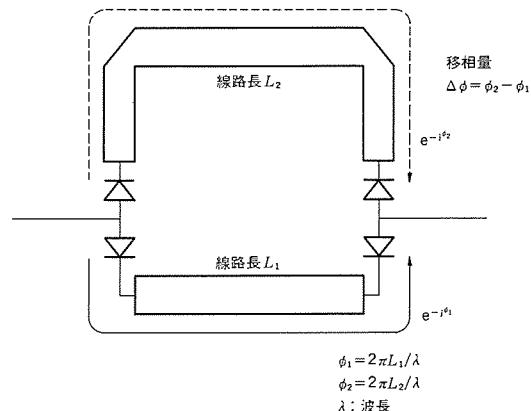


図2. スイッチドライン型移相器の等価回路

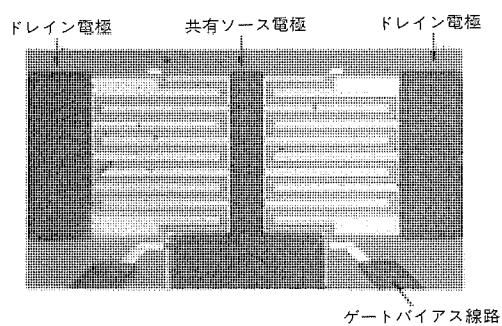


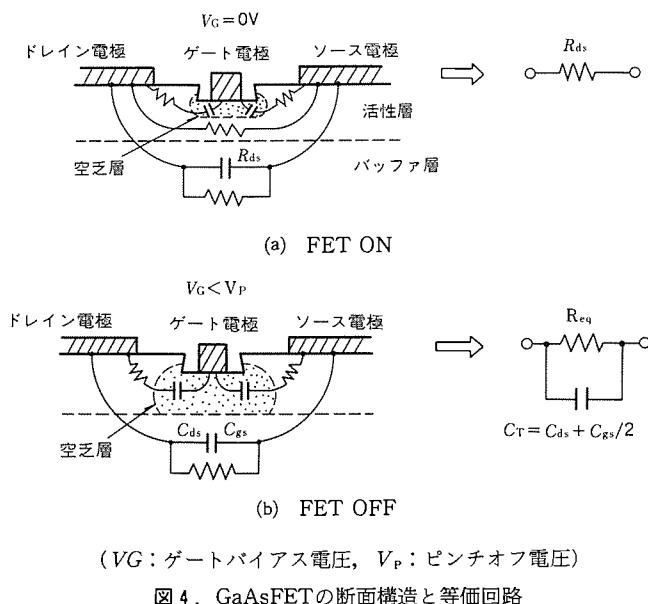
図3. ペアFETの電極形状

とを直列接続したときのインピーダンス R_{ds} となる(以下、この状態をFETのON状態と呼ぶ。)。ゲート電極をクランク形として、ゲート幅を広くすれば R_{ds} は小さく、抵抗インピーダンスとなる。

一方、ゲート電圧をピンチオフ電圧以下にすると、FETのドレイン電極とソース電極間のインピーダンスは、ドレイン電極・ソース

電極間の総容量 C_T と等価並列抵抗 R_{eq} を並列接続したときのインピーダンスとなる(以下、この状態をFETのOFF状態と呼ぶ)。この場合、 R_{eq} が大きいため、高インピーダンスとなる。この結果、ON、OFFの2状態を切り替えると、FETはスイッチとなる。

図5に、5ビット移相器の構成ブロック図を示す。この移相器は、



11.25°ステップで360°まで移相量を切り替えることができる。11.25°、22.5°、45°の小さな移相量の移相器は、ローデッドライン型移相器で構成され、90°、180°の大きな移相量の移相器はスイッチドライン型移相器で構成されている。

ローデッドライン型移相器では、伝送線路に並列に1/4波長間隔で接続された2本の装荷線路の先端は、ペアFETのドレイン電極に接続されている。ペアFETにより、特性のそろったFETが得られるので、FETをON状態とOFF状態とに切り替えたそれぞれの場合において、伝送線路に二つの同じ大きさのサセプタンスを装荷できる。

スイッチドライン型移相器では、伝搬径路を、基準側線路、遅延側線路と切り替えるためのスイッチとしてペアFETを用いている。ペアFETを用いることにより、スイッチ切替時の移相量以外の特性変化を少なくするとともに小型化を図っている。図4の説明で述べたように、ゲート幅を広くして低損失化を図るが、FET容量が増し、高周波数帯ではスイッチとしての十分なアイソレーションが得られない。ここでは、FETに並列に特性インピーダンスの高い線路で構成したインダクタを接続し、このインダクタンスとFET容量とを所要周波数で並列共振させることにより、高アイソレーションを得た。さらに、このスイッチドライン型移相器では、移相器を構成する回路の長さが波長と同程度になるため、不要共振が発生しやすい。このような共振としては、スイッチのアイソレーションが十分でない周波数帯で生じる閉回路共振と、スイッチのアイソレーション

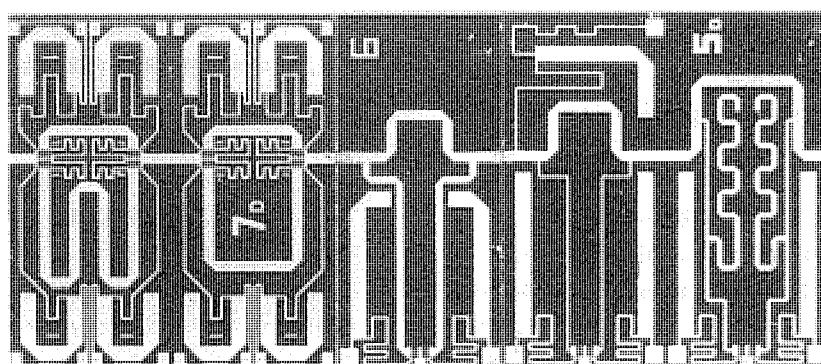
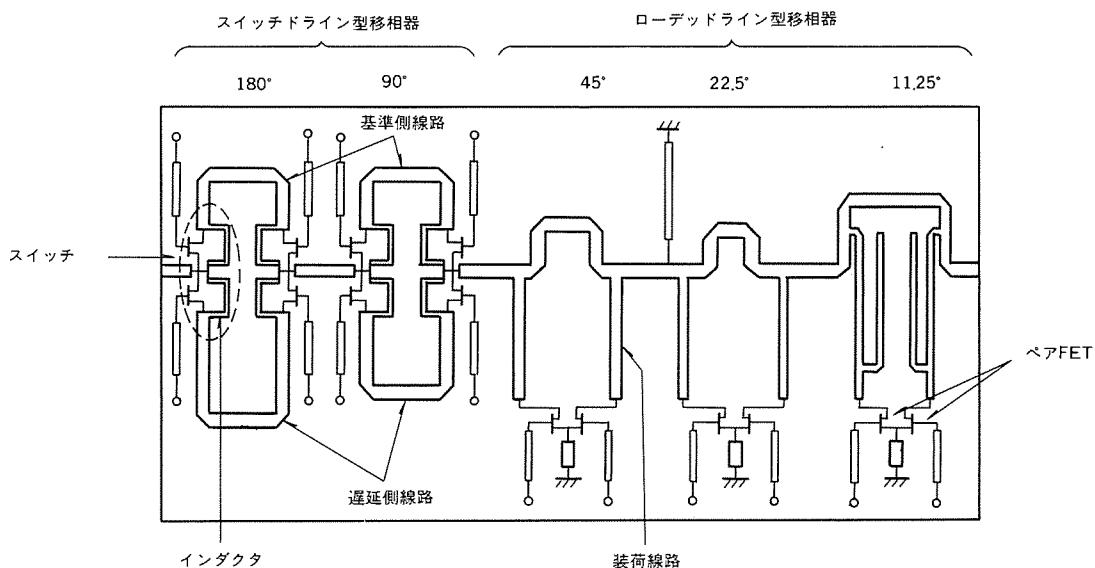
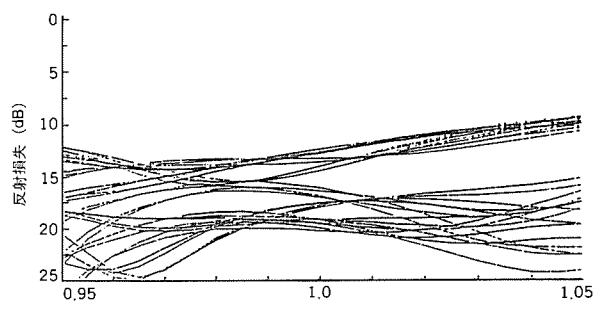
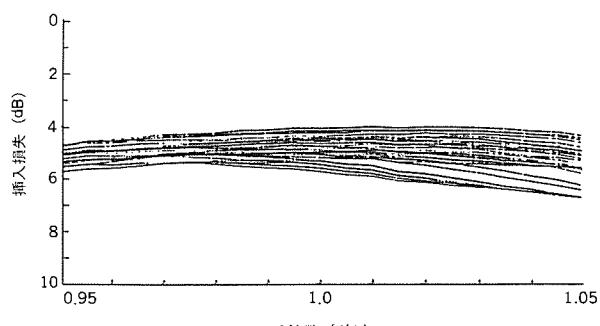


図6. X帯5ビット移相器



(a) 反射損失



(b) 揿入損失

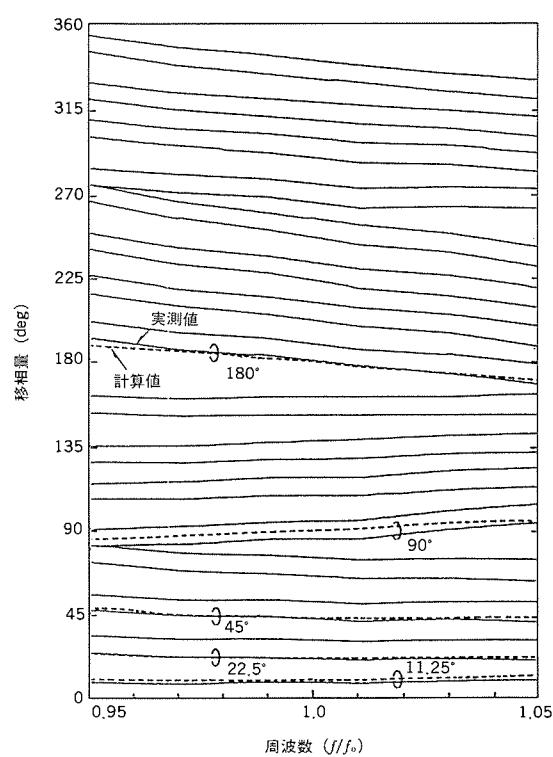


図 7. X帯 5 ビット移相器の性能

ンが比較的大きいときに生じるOFF側経路のみの共振がある。ここでは、これらの共振周波数は所要帯域外に設定されている。

図 6 に、X帯モノリシック 5 ビット移相器を示す。この移相器は、3 チップから構成されている。図 7 に、この 5 ビット移相器の挿入損失、反射損失、移相量の各周波数特性を示す。図中、実線は実測値を、破線は計算値を示す。X帯 5 % の比帯域における性能は、挿入

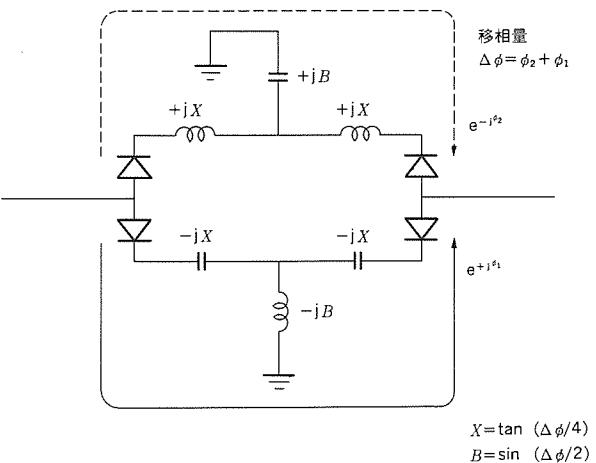


図 8. ハイパス／ローパス切替型移相器の等価回路

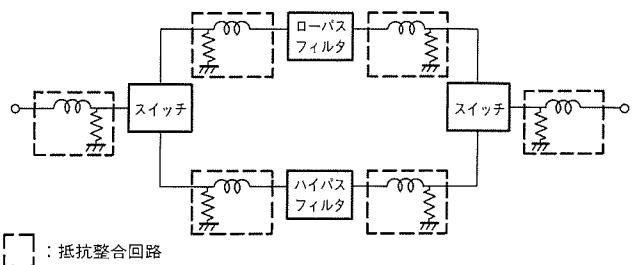


図 9. 抵抗整合型移相器の構成

損失 6.2dB 以下、反射損失 10.5dB 以下、移相量誤差 5.4° (RMS) 以下である。移相量の実測値は、設計値と 5° 以下の差で一致した。また、この移相器は、X 帯 5 % の比帯域において共振を生じておらず、6.2dB 以下の損失で良好な移相量特性を得た。

3. 抵抗整合型集中定数化S帯モノリシック移相器⁽³⁾

2 章で述べた X 帯のように、高い周波数では波長が比較的短いので、移相器を分布定数回路で構成しても比較的小さくできる。しかし、S 帯のような低い周波数では、X 帯で構成する場合に比べて、移相器が波長の比率に応じて大きくなる。この結果、一つのウェーハから得られるチップ数が減少するので、小型な移相器の構成が要求される。そこで、ここでは、移相器を構成する回路素子を集中定数化し、S 帯移相器の小型化を図った。移相器の型式は、スイッチドライイン型移相器の 2 本の伝送線路をそれぞれハイパスフィルタとローパスフィルタとに置き換えた⁽⁴⁾、ハイパス／ローパス切替型とした。この移相器は、ハイパスフィルタの進み位相特性とローパスフィルタの遅れ位相特性を利用して、遅れ位相特性のみを利用するスイッチドライイン型より小型で大きな移相量が得られる特長がある。また、単ビット移相器間の多重反射によって生じる移相量の誤差を広帯域に小さく抑えるため、抵抗を含む整合回路（抵抗整合回路）を設けて、反射を低減している。

図 8 に、ハイパス／ローパス切替型移相器の等価回路図を示す。これらの図では、先の図 1、図 2 の場合と同様に、半導体素子としてダイオードを用いた例について示している。ハイパスフィルタとローパスフィルタが一対の半導体素子からなる 2 個のスイッチ間に接続されている。ハイパスフィルタを通過する電波の位相は進み、ローパスフィルタを通過する電波の位相は遅れる。スイッチにより、これら二つのフィルタを切り替えることにより、位相の変化が得ら

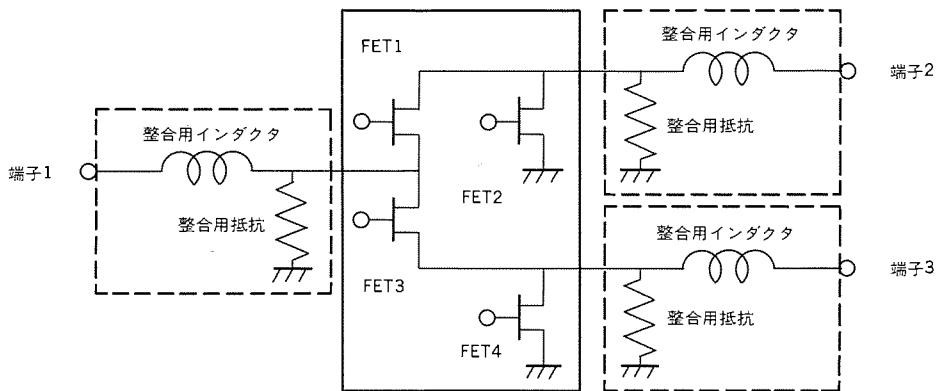


図10. スイッチの構造

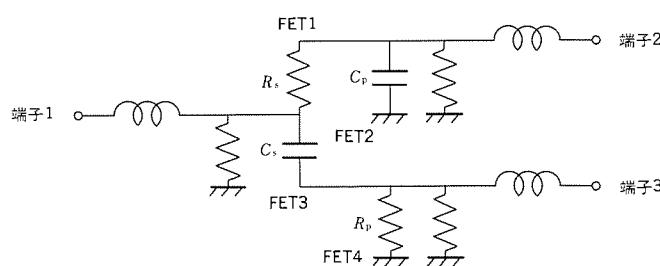


図11. スイッチの等価回路

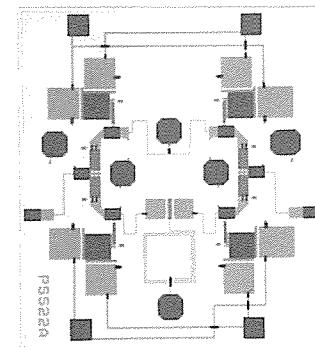


図14. 移相量22.5°の単ビット移相器

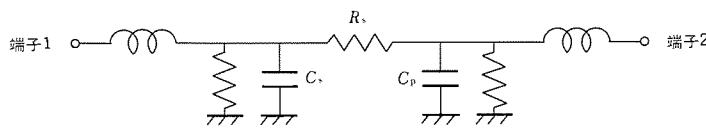


図12. スイッチの簡略化した等価回路

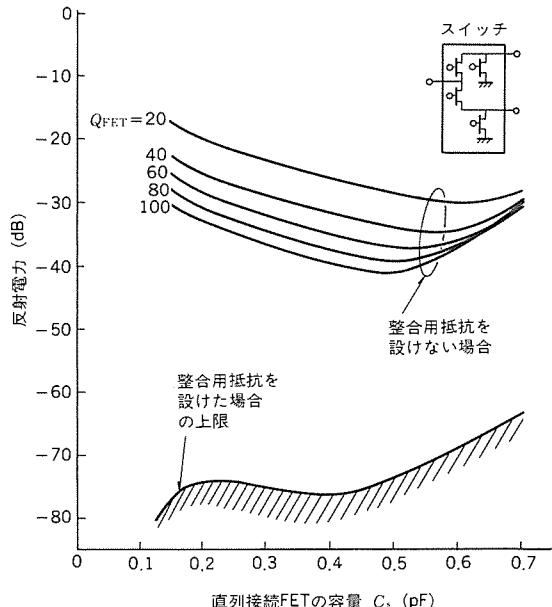


図13. 抵抗整合回路による効果例

れる。

図9に、抵抗整合型モノリシック移相器の構成を示す。2個のスイッチとハイパスフィルタ、ローパスフィルタのほかに、スイッチの入出力側それぞれに抵抗整合回路が反射波低減のために設けられている。スイッチの構造を図10に示す。スイッチは、4個のFETで構成されている。端子1、端子2間には、FET1が伝送路に直列に挿入され、FET2が伝送路に並列に装荷されている。また、端子

1、端子3間には、FET3が伝送路に直列に挿入され、FET4が伝送路に並列に装荷されている。X帯の移相器では、スイッチの損失を小さくするためにゲート幅を広くし、この結果大きくなつたFETの総容量によるアイソレーションの劣化を防ぐため、FETと並列にインダクタを装荷して並列共振させる方法をとった。

しかし、この方法は共振特性を利用するため、総容量が大きいと狭帯域となり、広帯域な性能が要求される移相器には利用できない。そこで、ここでは2個のゲート幅の狭いFETを直並列に接続してアイソレーションを高めた。FET1とFET4とをON状態にし、FET2とFET3とをOFF状態にすることにより、端子1、端子2間が通過となり、端子1、端子3間が遮断となる。4個のFETのON、OFF状態を逆転することにより、通過、遮断端子を切り替えることができる。2章で述べたように、このFETはOFF状態で総容量は小さいが、ON状態での R_{ds} が大きくなるため、単ビット移相器の反射特性を劣化させる。このような単ビット移相器を複数個多段に継続接続して、多ビット移相器を実現する場合、各ビット間の多重反射の影響により、移相量誤差が大きくなる問題が生じる。移相器の入出力部に整合回路を設ける方法では、位相状態を切り替えると反射特性も変化するため、すべての移相量状態において、整合をとることができない。

この多重反射を低減するために、抵抗整合回路が設けられている。図11に、抵抗整合回路を設けたスイッチの等価回路を示す。OFF状態のFET2、FET3の容量を区別してそれぞれ C_p 、 C_s とし、ON状態のFET1、FET4の抵抗を区別してそれぞれ R_s 、 R_p として示している。ここで、 R_p は、 C_p が呈するインピーダンス、及び電源・負荷インピーダンスの50Ωに比べて小さく、その影響が無視できる。このため、FET3の一端を接地とみなし、スイッチを図12に示す簡略化した等価回路で表す。FETと端子間の伝搬経路に直列に装荷した整

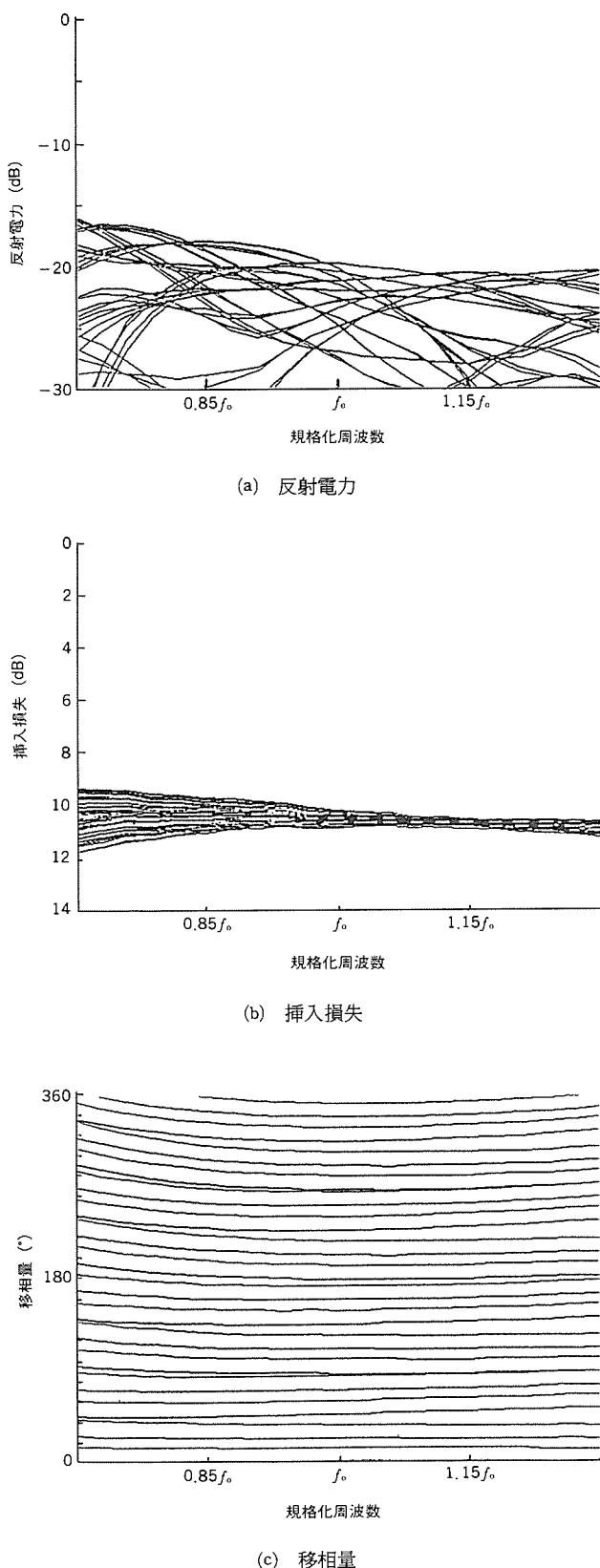


図15. S帯5ビット移相器の性能

合用インダクタと C_p , C_s とがT形の整合回路を形成するようにして整合用インダクタを設計し, FETの容量をこのT形の整合回路の一部として積極的に利用することにより, 反射の低減を図っている。また, FETと端子間の伝搬経路に並列に装荷した整合用抵抗と R_s が π 形の整合回路を形成するようにして, 整合用抵抗を設計することによって反射の低減を図っている。

図13に, これらの整合回路の効果を示すため, スイッチの反射電力シミュレーション結果の例を示す。整合用抵抗と整合用インダクタとを設けた場合の反射電力を, 整合用インダクタのみを用いた場合と比較して示した。ここでは, FETのON, OFF時のインピーダンス比 Q_{FET} ($= 1/\omega C_s R_s$ ただし, ω : 角周波数) をパラメータとして示した。抵抗整合回路の装荷により, 反射電力が-60dB以下に小さくなっている, この方式が有効なことが分かる。

単ビット移相器を組み合わせ, S帯で5ビット移相器を構成した。図14に, これらの単ビット移相器のうち, 移相量22.5°の単ビット移相器を示す。また, 図15に5ビット移相器の損失, 反射電力及び移相量の周波数特性を示す。S帯30%の比帯域における性能は, 插入損失11.1dB以下, 反射電力-17.5dB以下, 移相量誤差6.0°(RMS)以下である。広帯域にわたり良好な反射電力, 移相量特性を得た。

4. むすび

X帯5ビットモノリシック移相器を分布定数回路を用いて構成した。ローデッドライン型移相器とスイッチドライン型移相器とを組み合わせ, 小型で低損失な特性を得た。また, スイッチング素子としてペアFETを用い, 高性能化を図った。さらに, S帯5ビットモノリシック移相器を, 集中定数回路を用いたハイパス/ローパス切替型移相器で構成した。抵抗整合回路を設けることにより, 比帯域30%の広帯域にわたり反射電力-17.5dB以下, 移相量誤差6.0°(RMS)以下の良好な特性を得た。

参考文献

- (1) 松永ほか:ペアFETを用いたX帯モノリシックGaAsFET移相器, 信学技報 SSD84-119, p.119~125 (1985)
- (2) Y.Ayasli: A Monolithic X-Band Four-Bit Phase Shifter, 1982 IEEE MTT-S Digest, p.486~488 (1982-7)
- (3) 伊山ほか:抵抗整合形集中定数化モノリシック移相器, 信学技報, MW89-151, p.51~54 (1990)
- (4) R.V.Garver: Microwave Diode Control Devices, Artech House, p.236~284 (1976)

SAWデバイス

三須幸一郎* 井上 健***
 永塚 勉* 末田岳志+
 和高修三**

1. まえがき

弾性体表面に沿って伝搬する弾性表面波 (Surface Acoustic Wave: SAW) は、伝搬速度が数km/sであり、電磁波に比べて10万分の1と遅い⁽¹⁾。この伝搬速度が遅いことを利用すると、VHF~UHF帯で、フィルタ、遅延線、共振器等の回路素子を小型にできる。SAWデバイスの作製には、半導体デバイスの作製に用いられるウェーハ表面にパターン描画を行うリソグラフィ技術を用いることができるため、デバイスの量産化に適している。このような特長を持つSAWデバイスは、近年、小型化を要求される移動体通信や信号処理を行う周波数拡散通信などの装置を構成するための重要なデバイスとなっている。

ここでは、小型低損失化を要求される携帯電話用900MHz帯低損失SAWフィルタ、スペクトル拡散通信用高チャネル間アイソレーションSAWフィルタバンク、及び小型低雑音SAW発振器の開発結果について述べる。

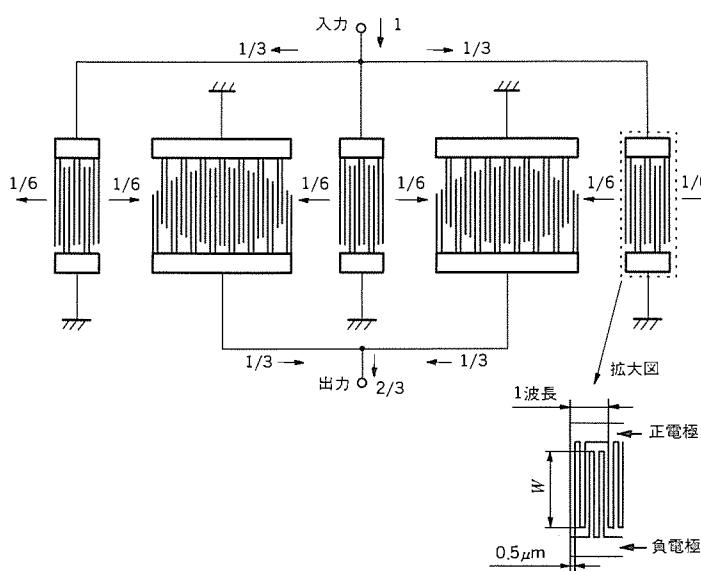


図1. IDTの配置

2. 900MHz帯低損失SAWフィルタ

携帯電話などの移動体通信機器では、装置への小型化の要求が厳しく、小型軽量な特長を持つSAWフィルタが注目されている。さらに、移動体通信機器には省電力への要求もあるため、SAWフィルタには、低損失な特性も要求されている。

ここでは、低損失化を図った900MHz帯SAWフィルタの開発結果について述べる。

2.1 構成

図1に、SAWフィルタの概略構成を示す。電気信号をSAWに変換する3個の励振用IDT (Interdigital Transducer: すだれ状電極) と、SAWを電気信号に変換する2個の受信用IDTとからなる5電極構成としている。各IDTは、1/8波長幅の電極指を1/4波長間隔で配置したダブル電極を用いており、正電極と負電極とが交差している部分でSAWが励振・受信される。この電極指幅は、900MHz帯で約0.5μmとなり、現行のパターン描画技術でのほぼ限界であり、この描画限界寸法がSAWデバイスの高周波数化に限界を与えている。

5電極構成は、IDTから双方向に伝搬するSAWのうち、受信用IDTのない方向に伝搬して損失となる成分の低減を図ったもので、一般的な2電極構成に比べて約4dB損失を低減できる特長がある。励振用IDTには、交差部の長さが一定値となる正規型電極を用い、受信用IDTには、交差部の長さWを変化させる重み付け電極を用いる。SAWデバイスの特性は、正規型電極の周波数特性と重み付け電極の周波数特性との積によって決まるが、帯域内特性は主に重み付け電極の周波数特性によって決まる。

重み付け電極の周波数特性は、各交差部iにおける交差部長さWi

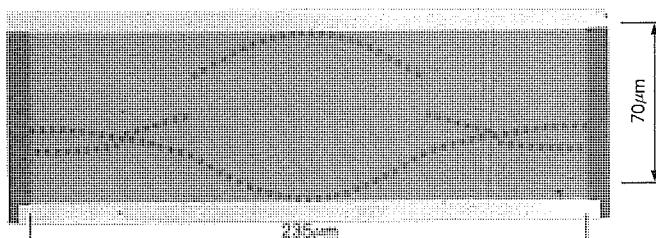


図3. 重み付け電極部の拡大写真

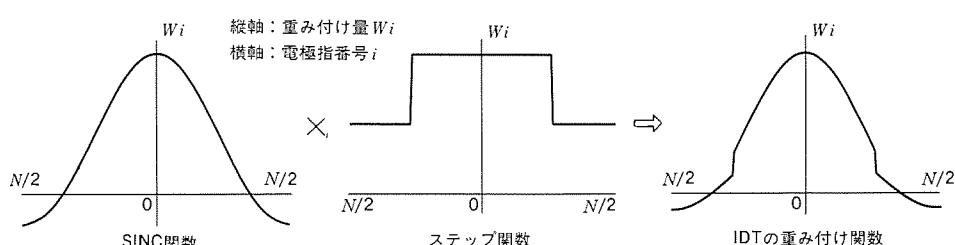


図2. IDTの重み付け関数 (N:電極指幅)

の分布（重み付け関数）によって決まるため、フィルタの設計はこの交差部長さ W_i の分布を決定することである。ここでは、く（矩）型に近い通過特性を得るために、図 2 に示すように、重み付けには、SINC 関数 ($\sin(X)/X$, $X \propto i$, i : 交差部番号) を基本関数として用いた。しかし、SINC 関数で重み付けするだけでは、通過特性にサイドローブが生じる。このサイドローブを低減するために、SINC 関数にステップ状の重み関数を乗じて、フィルタの帯域外特性の改善を図った。

2.2 性能

図 3 に、900MHz 帯 SAW フィルタの重み付け電極部の拡大写真を示す。基板には、128°YX ニオブ酸リチウム (LiNbO_3) を用いた。図

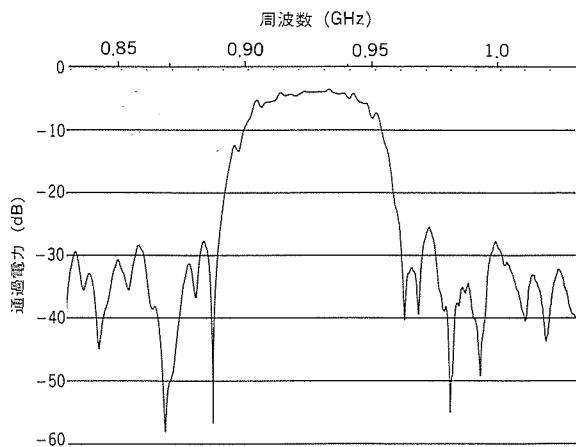


図 4. 試作フィルタの通過特性測定結果

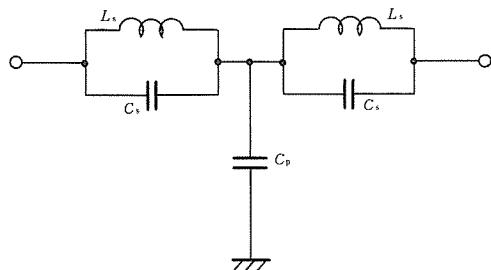


図 5.(a) 誘導m型回路の構成

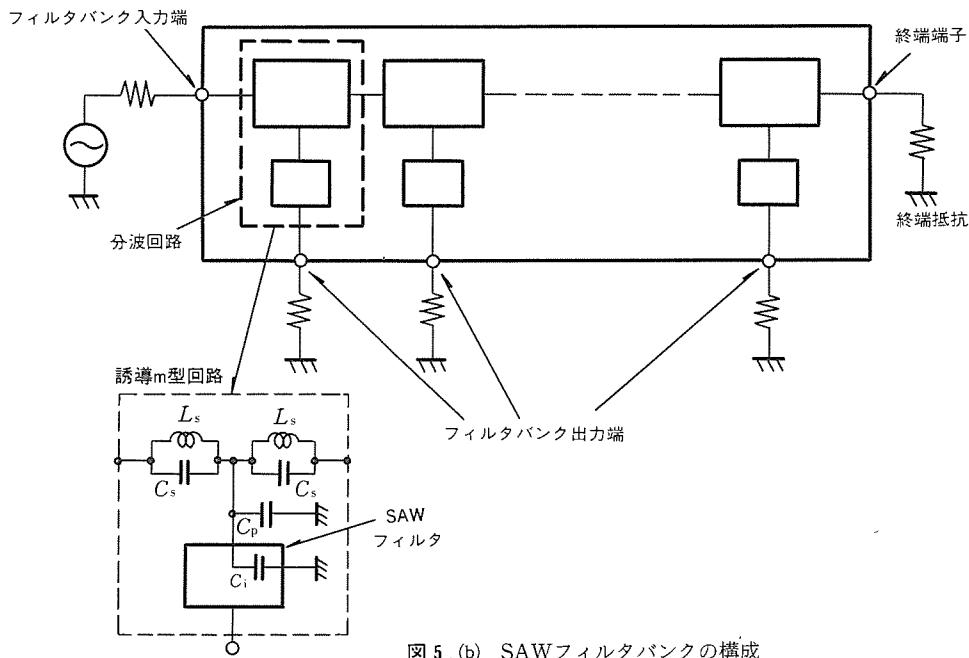


図 5.(b) SAW フィルタバンクの構成

4 に、通過特性測定結果を示す。損失最小値 3.5dB、比帯域 3.4% の範囲にわたり、損失 5dB 以下の性能である。

3. 高チャネル間アイソレーション SAW フィルタバンク

SAW フィルタバンクは、1 個の入力端子と複数個の出力端子を持ち、入力信号をその周波数に応じて複数の SAW フィルタにより、各出力端子に分波する機能を持っており、スペクトル拡散通信用の周波数シンセサイザなどに用いられる⁽²⁾⁽³⁾。フィルタバンクの各出力端子における通過特性には、チャネル間アイソレーションが高いことと、帯域内にて挿入損失が小さいことが要求される。

ここでは、誘導m型回路構成を用いた高チャネル間アイソレーションを図った SAW フィルタバンクの開発結果について述べる。

3.1 構成

図 5(a)に誘導m型回路の構成を示す。誘導m型回路は、コンデンサ C_p を並列要素とし、インダクタ L_s とコンデンサ C_s とからなる並列回路を直列要素とした構造をしている。図 5(b)に、SAW フィルタバンクの構成を示す。SAW を励振する IDT が静電容量 C_i を持つことを利用して、並列要素 C_p の静電容量の一部を、IDT の静電容量 C_i で置き換えた構造をしている。これを多段に継続接続して、多チャネルのフィルタバンクを構成する。

誘導m型回路は、直列要素を構成する並列回路の共振によって大きな減衰極を形成する⁽⁴⁾。このため、減衰極の生じる周波数を、SAW フィルタの帯域外特性で減衰量の少ない周波数に合わせることにより、フィルタバンクのチャネル間アイソレーションの改善を図ることができる。また、減衰極の生じる周波数よりも低い周波数範囲では、直列要素である並列共振回路は誘導性インピーダンスを示し、誘導m型回路は低域通過型フィルタとして動作する。フィルタバンクは、この通過域において、各 SAW フィルタに入力信号を分波するため、入力信号は、入力信号の周波数が通過帯域となっている SAW フィルタまで大きな損失を受けずに伝搬する。このため、チャネル数の増大に伴ってフィルタバンクの損失が増大することがなく、多チャネル構成に適している。

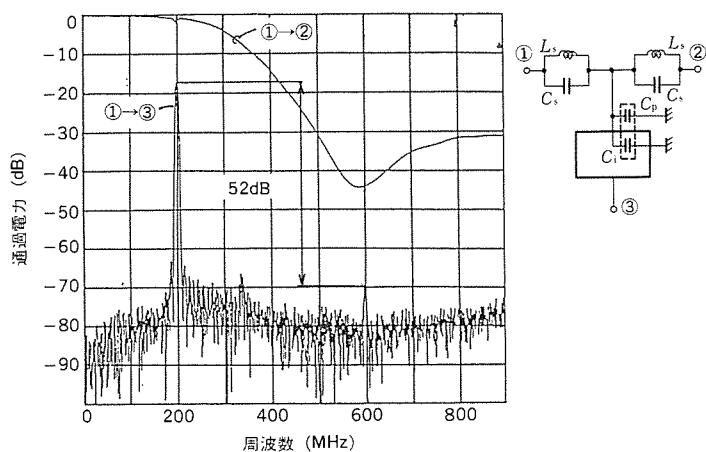


図6. 誘導m型回路の通過特性

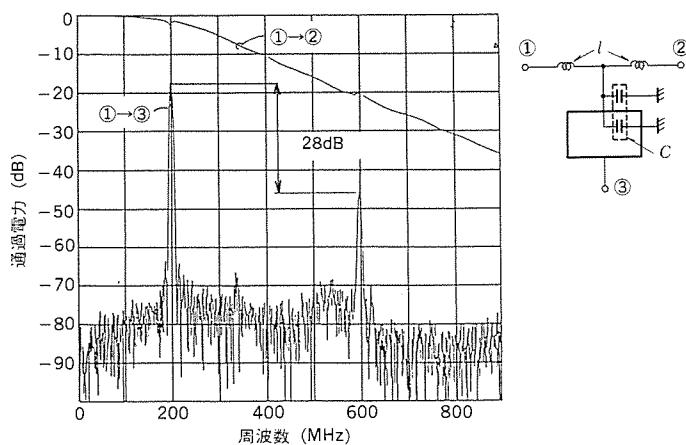


図7. 定K型回路の通過特性

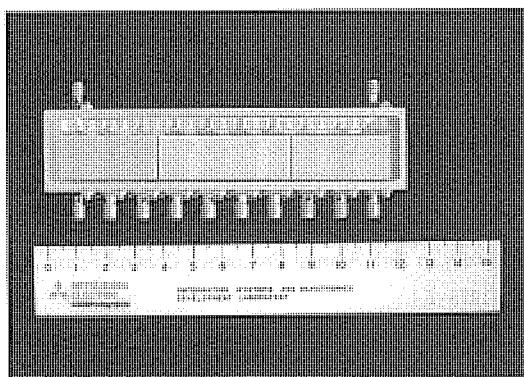


図8. 試作SAWフィルタバンクの写真

3.2 性能

誘導m型回路の減衰極によるSAWフィルタの帯域外特性の改善効果を見るために、1チャネル分の誘導m型回路を用いて、帯域外減衰特性の測定を行った。図6に測定結果を示す。誘導m型回路の減衰極は、200MHz SAWフィルタの3倍高調波(600MHz)に合わせた。図7は、比較のため、従来フィルタバンクに用いられてきた減衰極を持たない定K型回路⁽⁵⁾⁽⁶⁾を用いた場合の測定結果である。誘導m型回路を用いた場合のSAWフィルタの3倍高調波レベルは、減衰極を持たない定K型回路の場合と比較して、24dB低く、減衰極が大きな効果を果たしていることが分かる。

通過周波数が、 $f_i = 110 + 10 \cdot i$ (MHz) であるSAWフィルタを各チャネル*i* ($i = 1 \sim 10$) に用いて、10チャネル フィルタバンクを構

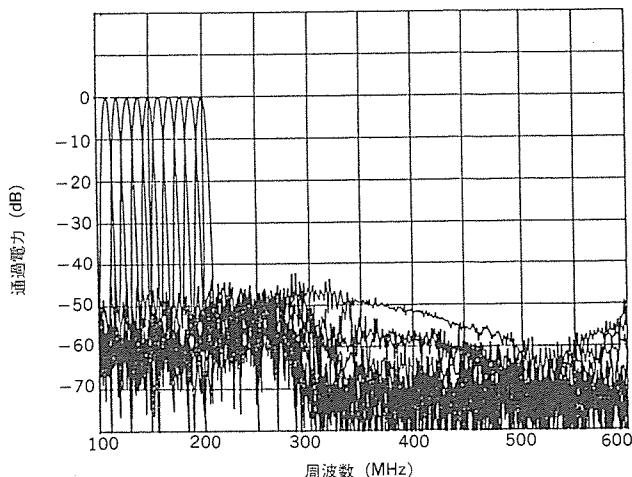


図9. 試作SAWフィルタバンクの通過特性測定結果

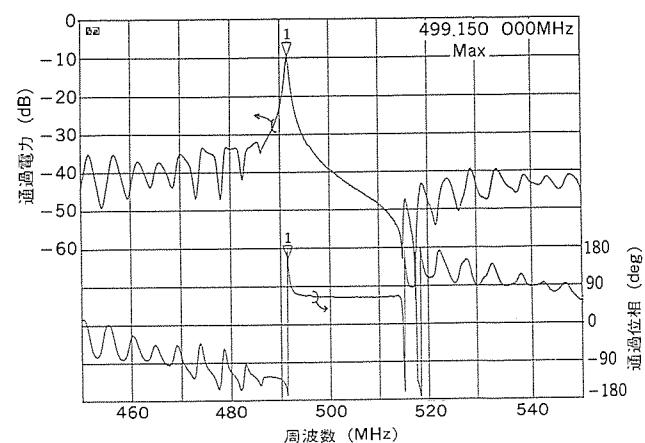


図10. SAW共振器の通過特性測定結果

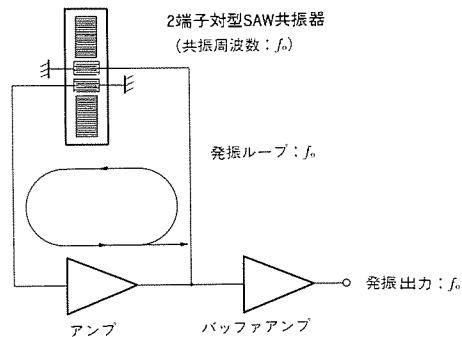


図11. SAW発振器の構成

成した。誘導m型回路の減衰極は、SAWフィルタで帯域外特性が最も悪い3倍高調波⁽⁷⁾に周波数を合わせて設計した。図8に、試作フィルタバンクの写真を示す。図9は、試作フィルタバンクの通過特性測定結果である。

挿入損失 19 ± 1.7 dB、帯域外アイソレーション42dBの性能を得た。

4. 低位相雑音SAW発振器

SAW発振器は、SAW共振器を用いて、発振回路を構成するものである。従来から広く用いられてきた水晶振動子は、約100MHzの周

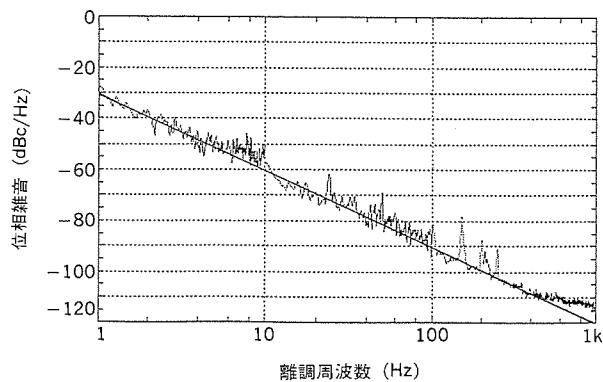


図12. 500MHz・SAW発振器の位相雑音測定結果

波数が上限であるため、これよりも高い周波数で使用するためには、外部に倍回路を必要としている。これに対して、SAW共振器は、約1GHzまでの高い周波数で動作できるため、高周波発振器を構成した場合に、倍回路なしに構成することができ、装置を小型化できる等の利点がある⁽⁷⁾。

SAW発振器の雑音特性は、SAW共振器のQに大きく依存するため⁽⁸⁾、低雑音発振器には、Qの高いSAW共振器が必要である。ここでは、Qの高い2端子対型SAW共振器を用いた500MHz低雑音SAW発振器の開発結果について述べる。

4.1 2端子対型SAW共振器

2端子対型SAW共振器は、2個のIDTの両側に反射器を配置した構成をしている。両側の反射器の間に生じたSAWの定在波の分布が、IDTの電極指の位置と一致したときに、共振器は通過特性を示し、このときに通過位相が周波数に対して急に変化し、Qの大きな共振特性を示す。図10に、500MHz 2端子対型SAW共振器の通過特性測定結果を示す。共振器の無負荷Qは、約13,000である。なお、基板には水晶を用いている。

4.2 SAW発振器

500MHz 2端子対型SAW共振器を用いて、SAW発振器を構成した。図11に、発振器の構成図を示す。発振回路は、共振器と増幅器とで正帰還回路を構成し、帰還回路内のループ位相が360度の整数倍になり、かつ、帰還回路が利得を持つときに発振を生じる。SAW共振器は、共振周波数で挿入損失が最小となり、かつ、通過位相が周波数に対して急に変化するため、発振器はSAW共振器の共振周波数で発振を生じる。この帰還回路の電力の一部を、バッファアンプを介して出力として取り出している。図12に、500MHz SAW発振器の雑音特性測定結果を示す。離調周波数100Hzにおける雑音レベル

は、-90dBc/Hzである。

図12に示した位相雑音は、離調周波数に対して、-30dB/decの傾斜を持っており、これは1/f雑音である。

5. むすび

SAWデバイスとして、900MHz低損失フィルタ、高アイソレーションSAWフィルタバンク、及び小型低雑音発振器を取り上げ、用途、構成及び性能について述べた。

900MHz低損失フィルタは、5電極構成とすることにより、挿入損失5dB以下の性能を達成した。

高アイソレーションSAWフィルタバンクは、分波回路に誘導m型回路を用いることにより、挿入損失19±1.7dB、帯域外アイソレーション42dB以上の性能を達成した。

小型低雑音発振器は、Qの高い2端子対型SAW共振器を用いることにより、500MHzで直接発振し、離調周波数100Hzにおける位相雑音が-90dBc/Hzの性能を達成した。

これらのSAWデバイスは、今後とも、通信システムを構築していく上でのキーデバイスとして、重要な役割を果たしていくものと考えられる。

参考文献

- (1) 弾性表面波工学、電子情報通信学会編、p.194~195 (昭58)
- (2) A.J.Budreau, et al. : A Review of SAW-Based Direct Frequency Synthesizers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-30, p.686~693 (1982-5)
- (3) 武藤ほか：SS-FH通信用高速シンセサイザ、電子情報通信学会、スペクトル拡散通信研究会、SS88-32 (1988-7)
- (4) 龍：伝送回路、共立出版、p.181~190 (昭-57)
- (5) D.C.Webb, et al. : Properties of a Constant-k Ladder SAW Contiguous Filter Bank, IEEE Trans. Sonics Ultrason., SU-23, p.386~393 (1976-11)
- (6) 三須ほか：定K形SAWフィルタバンク、電子情報通信学会、超音波研究会、US84-67 (1985-3)
- (7) R.C.M. Li, et al. : Surface-wave Resonators Using Grooved Reflectors, in 29th Annual Frequency Control Symp., p.167~176 (1975-5)
- (8) T.E.Parker : Characteristics and Sources of Phase Noise in Stable Oscillators, in Proc. 41st Annual Frequency Control Symp., p.99~110 (1987)

静磁波デバイス

浅尾英喜* 石田修己*
宮崎守泰*
大橋英征*

1. まえがき

直流磁界を印加した磁性体中を電磁波の約千分の一の速度で伝搬する静磁波 (MSW: Magnetostatic Wave) は、1950年代にバルク Yttrium Iron Garnet (YIG) を用いたパルス圧縮用チューナブル遅延線⁽¹⁾に初めて応用された。しかし、損失が大きいことや印加磁界に不均一な分布が必要になることなどの問題により、実用に至らなかった。その後、高純度単結晶YIG薄膜製造技術の進歩に伴い、良質なYIG薄膜が得られるようになり、損失の低減が可能になった⁽²⁾。これにより、1970年代からMSWが見直されるようになり、マイクロ波信号処理デバイスとして薄膜を用いたMSWデバイスが研究され、今日に至っている。

ここでは、薄膜磁性体中を伝搬するMSWの特性と、そのデバイスへの応用について述べる。次に、YIG球共振器では実現が難しい半導体回路との平面構成を可能にするMSW共振器を用いた同調発振器と、MSWの非線形特性を利用し信号対雑音比 (S/N) を改善できるS/Nエンハンサについて開発結果を述べる。同調発振器では、2個のMSW共振器を用いることにより、2オクターブの広帯域な発振帯域を得ている。S/Nエンハンサでは、電磁波が伝搬しているスロット線路の両側にYIG薄膜を密着して対称スロット線路構造とすることにより、従来の2倍のS/N改善量を得ている。

2. MSWの特性とデバイスへの応用

図1に、膜面に垂直に直流磁界を加えたYIG薄膜を示す。YIG薄膜内の電子の自転 (スピン) によって、磁気モーメントが生じる。この磁気モーメントベクトルは、電子の自転の軸方向を向いており、直流磁界方向を軸に歳差運動を行う。この振舞いは、重力中のジャイロスコープの動きに類似しており、ジャイロスコープは自転する電子、重力は直流磁界に相当する⁽³⁾。これらの電子スピンは、自ら磁界を発生しているため、相互作用を起こす。トランジューサーに流す電流により、誘起される磁界などによって局部的に歳差運動が乱されると、図1(b)のように順次この乱れが近傍の電子スピンに伝わっていく。これが波として伝わり、この波がMSWと呼ばれるものである。さらに、この乱れが別のトランジューサーに到達すると、このトランジューサーに電流が誘起され、電気信号として取り出すことができる。

MSWの伝搬モードには3種類あり、膜面に垂直に直流磁界を加えた図1の例では、Magnetostatic Forward Volume Wave (MSFVW)、このほか、膜面に平行に直流磁界を加えた場合にMagnetostatic Backward Volume Wave (MSBVW) とMagnetostatic Surface Wave (MSSW) が伝搬する。

MSWの主な特性を以下に示す。

- (1) マイクロ波帯での伝搬損失が小さい。
- (2) 伝搬速度が遅い。
- (3) 伝搬速度が印加磁界によって変化する。

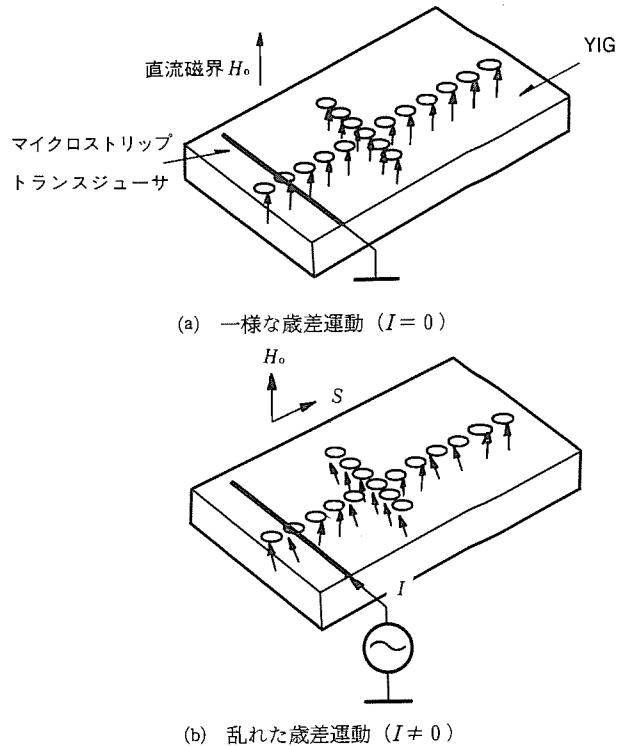


図1. YIG薄膜内の電子スピンによる磁気モーメントの歳差運動 (S: 波の進行方向)

表1. MSWの特性とその応用デバイス

デバイス	マイクロ波帯伝搬損失	遅い伝搬速度	磁界による伝搬速度変化	分散特性	非線形特性	光との相互作用
遅延線路	○	○	○	○	-	-
フィルタ	○	○	○	-	-	-
共振器	○	-	○	-	-	-
S/Nエンハンサ	○	-	-	-	○	-
光変調器	○	○	-	-	-	○

(4) 磁界の印加方向によって分散特性が異なる。

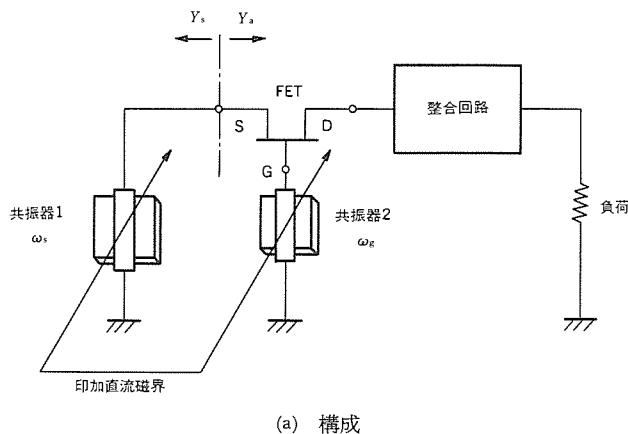
(5) 非線形特性が現れやすい。

(6) 光との相互作用がある。

以上の特性とその特性を応用した具体的なデバイスとの関係を表1に示す^{(3)~(7)}。以下では、これらデバイスのうち、共振器を用いた同調発振器とS/Nエンハンサについて述べる。

3. 2個のMSW共振器を用いた広帯域同調発振器

従来、2オクターブ以上の広帯域な同調発振器として、2個のYIG球を用いた発振器が報告されている⁽⁸⁾。この発振器では、YIG球の共



(a) 構成

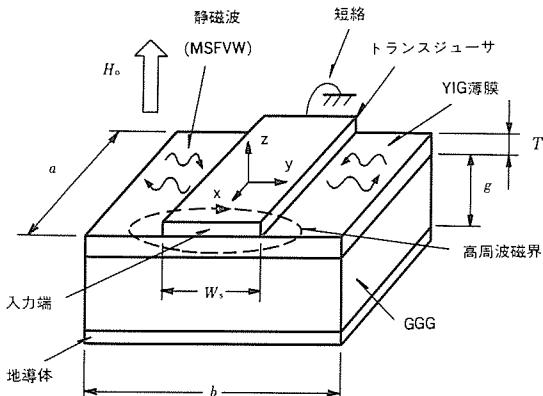


図 2. 同調発振器

振器が絶縁体棒の先端に支持され導線のループによってマイクロ波回路と結合される。共振周波数は、印加磁界の大きさだけでなく、印加磁界の方向とYIG球の結晶軸の方向との関係によっても変化する。このため、YIG球を用いた発振器は、精密な立体構成が必要であり、組立てが難しいという問題があった。ここでは、製作が容易であり、半導体回路とともに平面構成が可能なYIG薄膜のMSW共振器を用いて同調発振器を構成した⁽⁹⁾。

3.1 構 造

図2(a)に、2個のく(矩)形YIG薄膜MSW共振器を用いた同調発振器の構成を示す。FETのソース端子(S)とゲート端子(G)に、共振周波数の異なる共振器1, 2が接続されている。

図2(b)に、発振器に用いられる共振器の構造を示す。マイクロ波とMSWを結合させるトランシスジューサには、YIG薄膜表面にメタライズされた1本のストリップ導体を用いており、強い磁界結合を得るため先端を短絡している。この共振器形状及びストリップ導体は、フォトリソグラフィで精密加工されている。直流磁界 H_0 は、膜面に垂直に印加され、YIG薄膜にはトランシスジューサに対し、偶対称な静磁前進体積波(MSFVW)の共振モードが励振される。

3.2 発振条件

図2において、ソース端子から見た共振器1側、及びFET側のアドミタンスをそれぞれ Y_s 、 Y_a とし、 $Y_s = G_s + jB_s$ 、 $Y_a = G_a + jB_a$ とすると、発振のための振幅、位相条件はそれぞれ次式で与えられる

この条件を満たすためには、広帯域な同調発振特性を得るには広帯域にわたりFFTのソース端子とゲート端子に、それぞれ所定量の

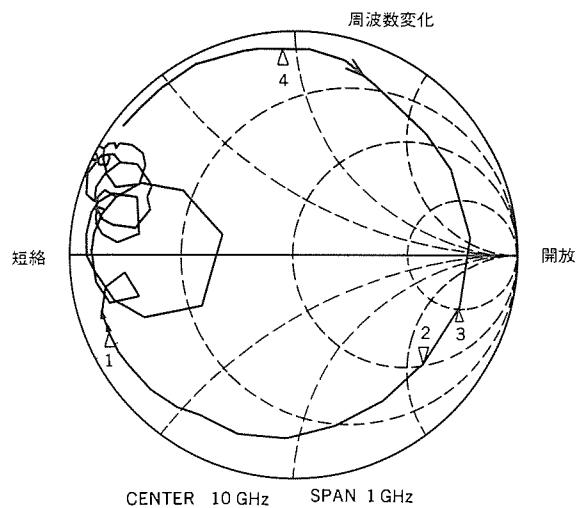
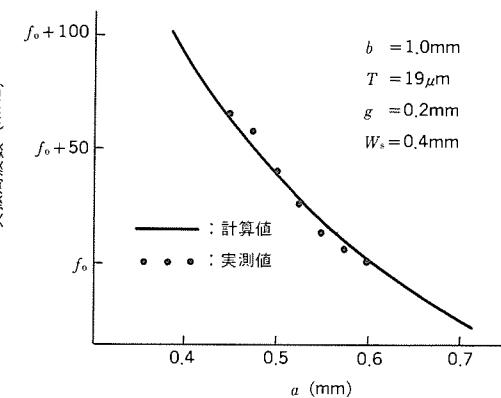
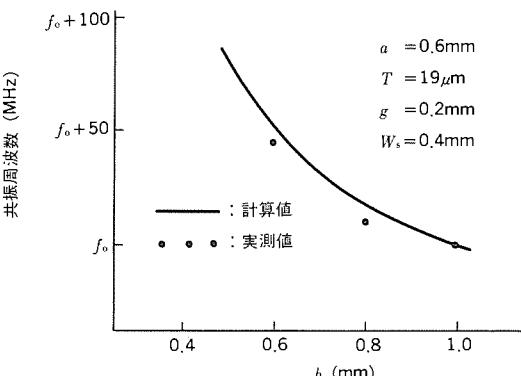


図3. MSW共振器の入力インピーダンス動跡



(a) 幅 a との関係



(b) 長さ b との関係

図4. 共振器寸法と共振周波数との関係

($f_0 = 13,100 \text{ MHz}$, $H_0 = 6,300 \text{ Oe}$)

容量性負荷と誘導性負荷を接続した状態を実現する必要がある⁽¹⁰⁾。

3.3 MSW共振器の共振周波数

図3に、MSW共振器の入力インピーダンス軌跡を示す。周波数を変化させると、ほぼ短絡から開放を経て再び短絡に戻る密結合共振特性を示す。共振器1が容量性サセプタンス、共振器2が誘導性サセプタンスを呈するようにするには、発振させようとする周波数に対し、共振器1の共振周波数を低く、共振器2の共振周波数を高く設定すればよい。ここでは、共振器1、共振器2の寸法差により、同一印加磁界で所定の共振周波数差を与えた。

図 4 (a), (b)に、共振器寸法 a , b と共振周波数との関係を示す⁽¹⁰⁾。

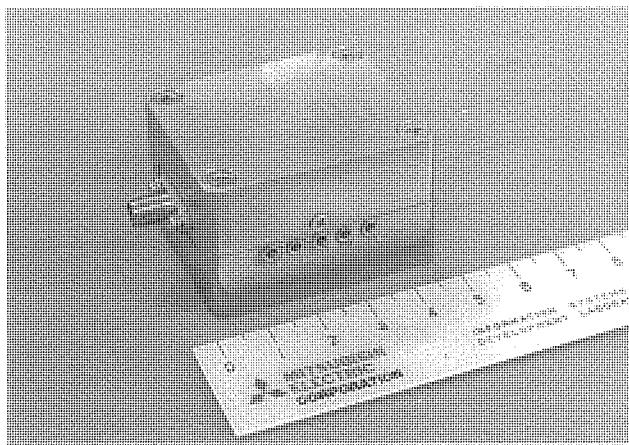


図5. 2個のMSW共振器を用いた同調発振器の外観

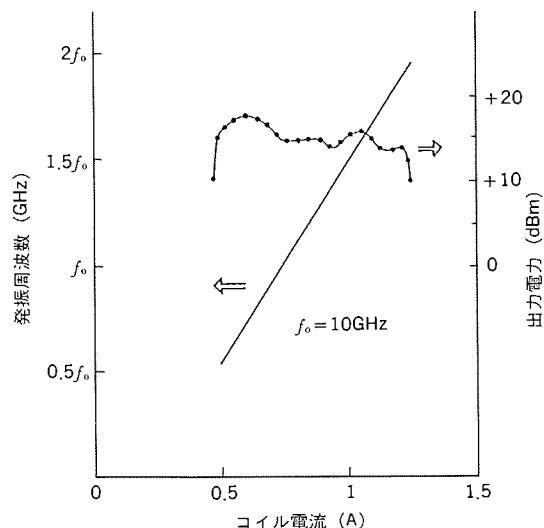


図6. 発振周波数と発振出力電力

Ref. = +20dBm Atten. = 30dB
10dB/div.

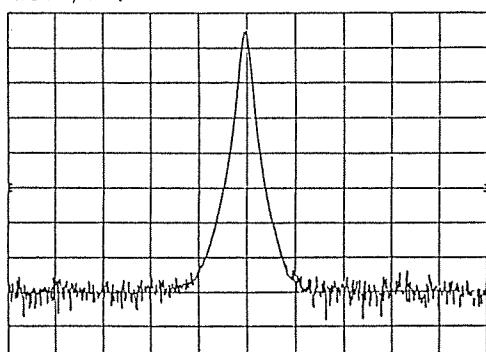


図7. 電力スペクトル

3.4 実験結果

図5に、試作発振器の外観写真を示す。共振周波数差が約40MHzの2個のYIG薄膜共振器、FETチップ、マイクロストリップ線路の整合回路、及びバッファ用の分布定数形MMIC増幅器を同一導体板上に平面的に配置している。

図6に、コイル電流と発振周波数及び出力電力の関係を示す。同

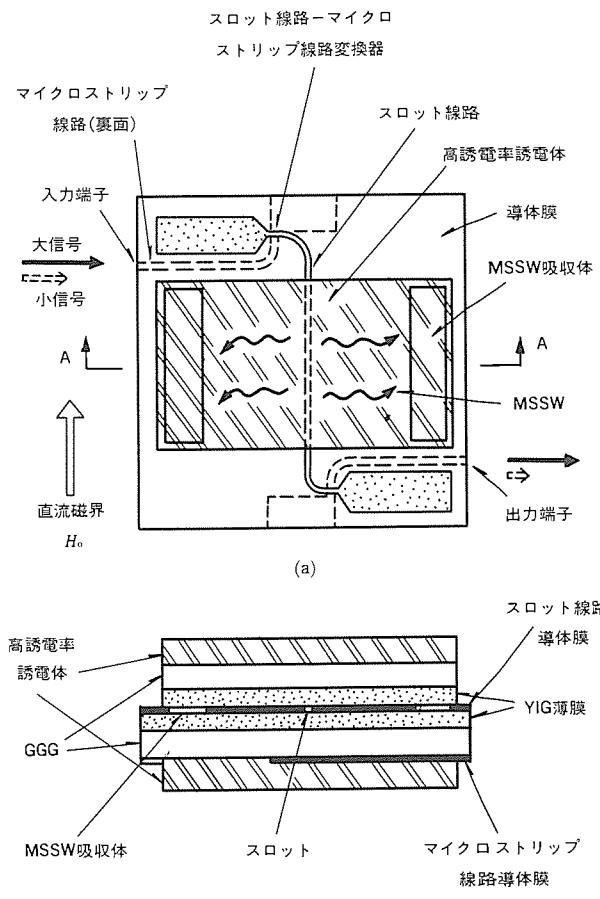


図8. 対称スロット線路型S/Nエンハンサ

調帯域は2オクターブ、出力電力は+12dBm以上である。

図7に、10GHzにおける電力スペクトルを示す。

4. 対称スロット線路型MSW-S/Nエンハンサ

MSW-S/Nエンハンサとしては、電磁波の伝送路としてマイクロストリップ線路を用いたものと、スロット路線を用いたものが報告されている⁽⁶⁾⁽¹¹⁾。スロット線路型S/Nエンハンサは、マイクロストリップ線路型に比較し、MSWの伝搬帯域が広いため動作帯域幅は広いが、MSWへの変換量が小さいためS/N改善量（エンハンスマント量）が小さい。この問題を解決するため、スロット線路の導体膜の両面にYIG薄膜を密着させた対称構造のスロット線路とした⁽¹²⁾。

4.1 構造と動作原理

図8(a)に、対称スロット線路型S/Nエンハンサの構造を示す。電磁波の伝送路としては、スロット線路を用い、両端でマイクロストリップ線路に変換している。図8(b)に断面図を示す。スロット線路の導体膜の両面に、GGG基板で支持されたYIG薄膜を密着し、さらにGGG基板の外側に誘電率の大きな誘電体を装荷している。図8(a)のように、スロット線路と平行に直流磁界を印加したとき、スロット線路を伝搬する電磁波によってスロット線路と直角方向に伝搬するMSSWがYIG薄膜中に励振される。

スロット線路を伝搬する電磁波の電力が小さい場合には、伝送電力に比例した電力がMSSWに変換されるが、YIG薄膜の材料定数、寸法、スロット線路の特性インピーダンス、周波数、直流磁界で決

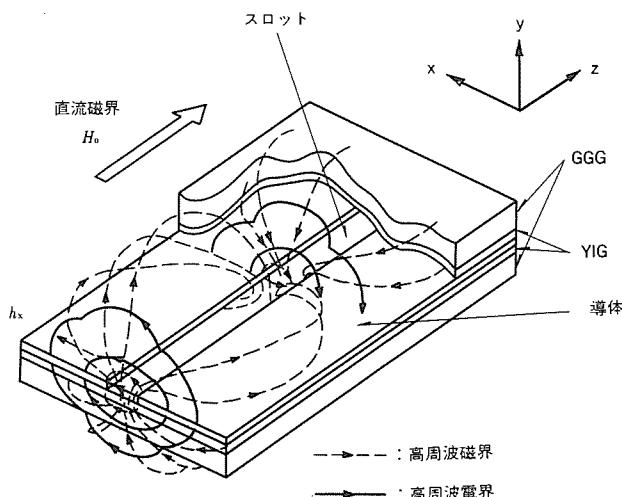


図9. スロット線路の高周波電磁界分布

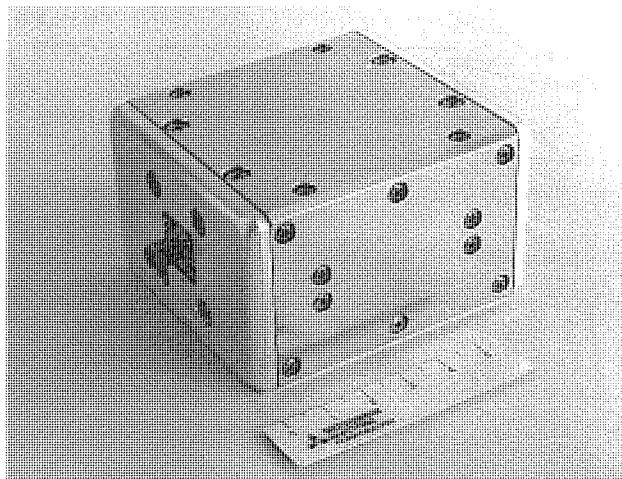


図10. 対称スロット線路型S/Nエンハンサの外観

まるしきい値 P_{th} 以上の電力になると、MSSW に変換される電力が飽和する。このため、挿入損失は大電力の電磁波に対して小さく、小電力の電磁波に対して大きな値となる。この特性を利用すると、 P_{th} より大きな信号とこれ以下の雑音との比を改善することができる。

4.2 エンハンスメント量

MSW-S/Nエンハンサのエンハンスマント量 E は、入力電力 P の電磁波に対する挿入損失 $L(P)$ と、 P_{th} 以下の電磁波に対する挿入損失 L_0 との差で与えられる。入力電力 P が P_{th} に比べて十分大きい場合には $L(P) = 0$ であり、エンハンスマント量は近似的に次式で表される。

ただし、

ここで、 α は P_{th} 以下の電磁波に対する減衰定数、 ℓ はスロット線路長、 R_m はMSSWへの変換によって生ずる放射抵抗、 Z_0 はスロット線路の特性インピーダンス、 W はスロット線路単位長当たりで静磁波へ変換される電力、 I はスロット線路の軸方向電流である。

この式から R_m を高く、 Z_0 を低くすれば、エンハンスメント量を大きくできることが分かる。

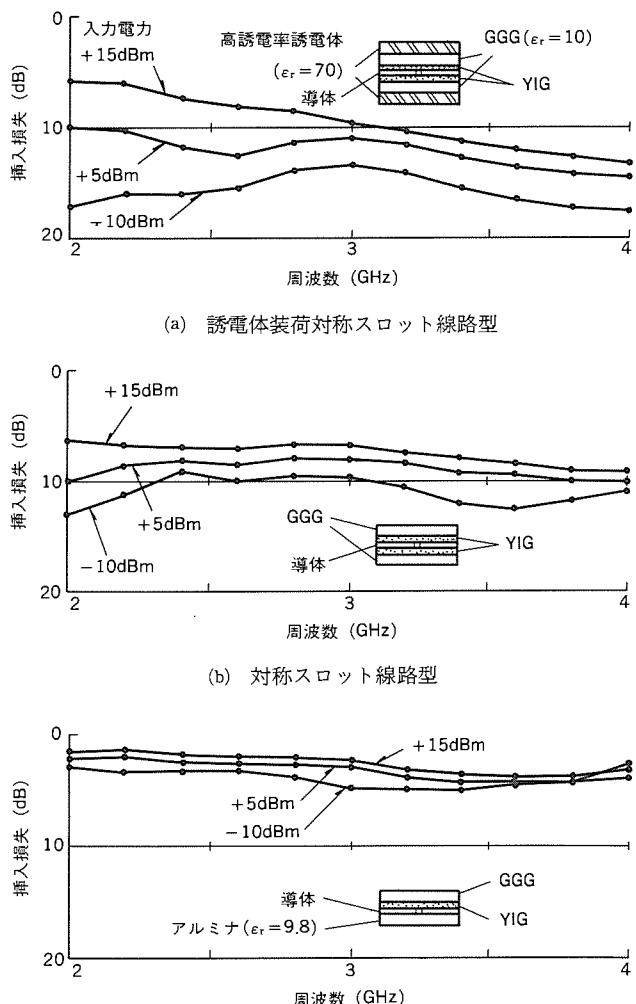


図11.挿入損失特性(2~4GHz)

4.3 対称構造によるエンハンスメント量の改善

図9に、スロット線路の高周波磁界分布を破線で示す。MSSWへの変換に寄与するのは、直流磁界 H_0 に垂直で導体面に平行な高周波磁界成分 h_x である。文献(11)のS/Nエンハンサでは、YIG薄膜が導体膜の片面にだけ設けられた非対称スロット線路が用いられていたが、対称スロット線路型S/Nエンハンサではスロット線路の表裏に互いに独立のMSW導波路が形成されているため、両側の h_x が効率的にMSSWへの変換に寄与する。この結果、スロット線路単位長当たりでのMSSWへの変換電力 W は、非対称スロット線路型S/Nエンハンサの約2倍になり、エンハンスマント量が改善される。

4.4 誘電体装荷によるエンハンスメント量の改善

図9中に、スロット線路の高周波電界分布を実線で示す。電界はスロット近傍に集中しているので、スロットに接近させて誘電率の大きな誘電体を装荷すると、スロット線路の実効誘電率が大きくなり、特性インピーダンス Z_0 が低くなる。これにより、エンハンスメント量が改善される。

4.5 実験結果

図10に、試作した誘電体装荷対称スロット線路型S/Nエンハンサの外観写真を示す。スロット線路長は20mm、印加直流磁界は200Oeである。

図11(a), (b), (c)に、それぞれ誘電体装荷対称構成の場合、誘電体を取り去った対称構成の場合、及び片側のYIGをアルミナ基板で置

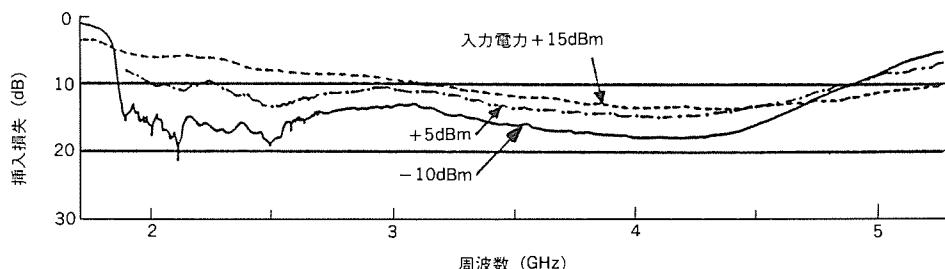


図12.挿入損失特性

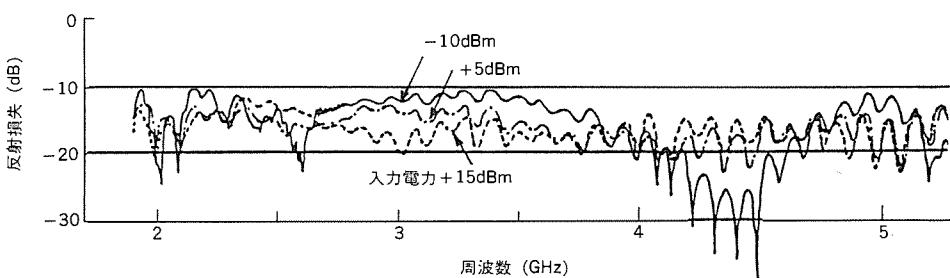


図13.反射損失特性

き換えた非対称構成の場合の挿入損失特性を示す。非対称構成の場合に比較し、対称構成の場合のエンハンスメント量は約2倍であり、誘電体装荷によって更に改善されている。

図12、図13には、1.7~5.3GHzにおける挿入損失特性とリターンロス特性を示す。1.9~4.7GHzにおいて、エンハンスメント量は3dB以上、VSWRは1.7以下である。

5. むすび

開発したMSW同調発振器とMSW-S/Nエンハンサについて述べた。同調発振器では、寸法の異なる2個のMSW共振器を用いることにより、2オクターブの広帯域な発振帯域を得た。S/Nエンハンサでは、電磁波が伝搬するスロット線路の両側にYIG薄膜を密着させた対称スロット線路構造とすることにより、従来の2倍のエンハンスメント量を得た。

参考文献

- (1) J.R.Klauder, et al. : The Theory and Design of Chirp Radars, Bell Syst.Tech.J., p.745 (1960-7)
- (2) W.S.Ishak, et al. : Magnetostatic-Wave Devices for Microwave Signal Processing, Hewlett-Packard J., p.10 (1985-2)
- (3) L.R.Adkins, et al. : Electronically Variable Time Delays Using Cascaded Magnetostatic Delay Lines, J. Applied Physics, 55, p.2518 (1984)
- (4) Y.J.Ataiyan, et al. : MSSW Transversal Filters Based on Current Weighting in Narrow Transducers, IEEE MTT-S Digest, p.575 (1986)
- (5) K.W.Chang, et al. : The Effect of Width Modes on the Performance of MSSW Resonators, IEEE Ultrasonics-S Digest, p.164 (1984)
- (6) S.N.Stitzer, et al. : Magnetostatic Surface Wave Signal-to-noise Enhancer, IEEE MTT-S Digest, p.238 (1980)
- (7) D.Young, et al. : Wideband Non-collinear Guided-Wave Magneto-optic Interaction with Magnetostatic Surface Wave in YIG/GGG Waveguides, IEEE Ultrasonics-S., p.168 (1984)
- (8) J.Obregon, et al. : Decade Bandwidth FET Function, IEEE MTT-S Digest, p.141 (1981)
- (9) H.Asao, et al. : Broadband Tunable Oscillator with Two MSW Resonators, 19th European Microwave Conference, p. 999 (1989-9)
- (10) 浅尾ほか：2個の静磁波共振器を用いた広帯域同調発振器，信学技報 MW89-91, p.15 (1989)
- (11) J.D.Adam : A Slotline MSW Signal to Noise Enhancer, IEEE Trans. MAG-21, p.1794 (1985-9)
- (12) 浅尾ほか：対称スロット線路形静磁波S/Nエンハンサ，信学技報 MW88-30, p.17 (1988)

マイクロ波伝送用LDモジュール

山下純一郎* 柿本昇一**
仲川栄一* 笠原久美雄*

1. まえがき

フェーズドアレーラー、電波干渉計などのマイクロ波システムが大規模になるに従い、高品質なマイクロ波信号を分配したり、長距離に伝送することが必要となる。従来、マイクロ波信号の伝送媒体としては、同軸ケーブルが用いられることが多かったが⁽¹⁾、高周波特性や重量の点で問題があった。これに対し、広帯域かつ小型・軽量な光ファイバを伝送路として用いれば、高性能なマイクロ波システムが実現できる。

光ファイバを伝送路として用いるマイクロ波信号用光伝送系において重要となるのは、マイクロ波信号を光信号に変換するデバイスであり、このデバイスには下記の特性が求められる。

- (1) 広帯域である。
- (2) 低雑音である。
- (3) 発光スペクトルが単一モードである。
- (4) 周囲温度の変化や光ファイバ伝送路からの戻り光に対して特性が変化しない。
- (5) 小型である。

本稿は、これらの特性を満たすために新たに開発した

- (1) 高速・低雑音単一モードLD
- (2) 広帯域給電回路
- (3) 小型光アイソレータ
- (4) 高効率温度制御系

を組み合わせたマイクロ波伝送用LD (Laser Diode) モジュールについて述べるものである。

2. モジュールに要求される特性

図1に、光ファイバを用いてマイクロ波信号源の出力を離れた位置にあるマイクロ波機器に伝送する系を示す。光ファイバは、表1に示すようにマイクロ波信号の伝送媒体として優れた特性を持っており、図1のようなマイクロ波信号用光伝送系によってマイクロ波システムの高性能化が図れる。

このような系で用いられるLDモジュールには、主として、広帯域なマイクロ波信号に対して平たんな周波数特性を持つことと、光に変換したマイクロ波信号の位相の時間的変動が十分に小さいことが求められる。以下、これらの特性を満たす方法について述べる。

2.1 周波数特性

LDモジュールの周波数特性は、内蔵しているLD自身の特性と、モジュール化に伴って生じる寄生インピーダンスによって決まる。広帯域な信号に対して平たんな周波数特性を得るには、互いの特性を補償することは困難なため、いずれの特性も使用する帯域内で平たんでなければならない。

2.2 位相雑音

マイクロ波信号の位相の時間的変動は、位相雑音と呼ばれ、図1に示す伝送系では次式で表される⁽²⁾。

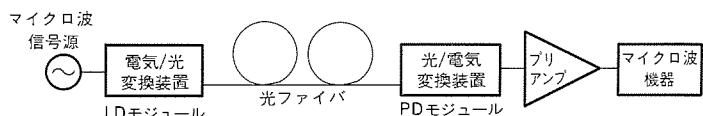


図1. 光ファイバによるマイクロ波信号伝送系

表1. 光ファイバの特性

- (1) 小型・軽量である。
- (2) 電磁干渉を受けない。
- (3) 広帯域である。
- (4) 低損失である。
- (5) 電気長（光路長）温度依存性が少ない。

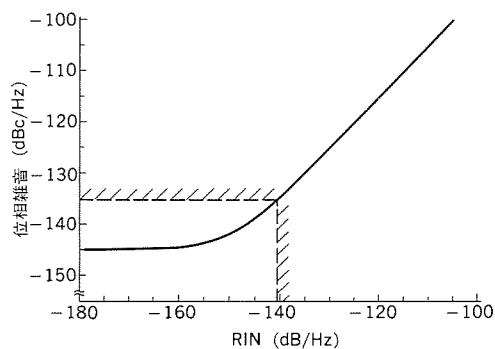


図2. RINと位相雑音との関係（計算値）

$$\left[\begin{array}{l} m=0.8, P_r=1.5 \text{mW}, T=300 \text{K}, \\ R=0.8 \text{A/W}, \text{NF}=5 \text{dB} \end{array} \right]$$

$$\text{位相雑音} = \frac{2}{m^2} \left[\text{RIN} + \frac{k \cdot T \cdot \text{NF}}{(P_r \cdot R)^2 R_1} \right] (\text{dBc}/\text{Hz}) \quad \dots \dots (1)$$

式(1)において、[] 内第1項は電気／光変換装置側の雑音、第2項は光／電気変換装置側の雑音であり、RINはLDモジュールの相対強度雑音 (dB/Hz)、 P_r はPDモジュールの受光電力 (W)、 R はPDモジュールの感度 (A/W)、 R_1 はPDモジュールの負荷抵抗 (Ω)、 m は変調率、NFはプリアンプの雑音指数、 k はボルツマン定数 (J/K)、 T はプリアンプの絶対温度 (K) である。図2は、式(1)を用いて位相雑音のRIN依存性を求めた例である。同図から、位相雑音はRINに強く依存すること、また、例え位相雑音を-135dBc/Hz以下にするには、RINは-140dB/Hz以下でなければならないことが分かる。

なお、式(1)に示す位相雑音は、光ファイバ伝搬による雑音増加を考慮していない。この仮定が成り立つの、LDモジュールから出射される光出力の縦モード及び光ファイバの伝搬モードがいずれも単一の場合に限られる。

すなわち、LDモジュールの光出力が複数の縦モードを含むときに

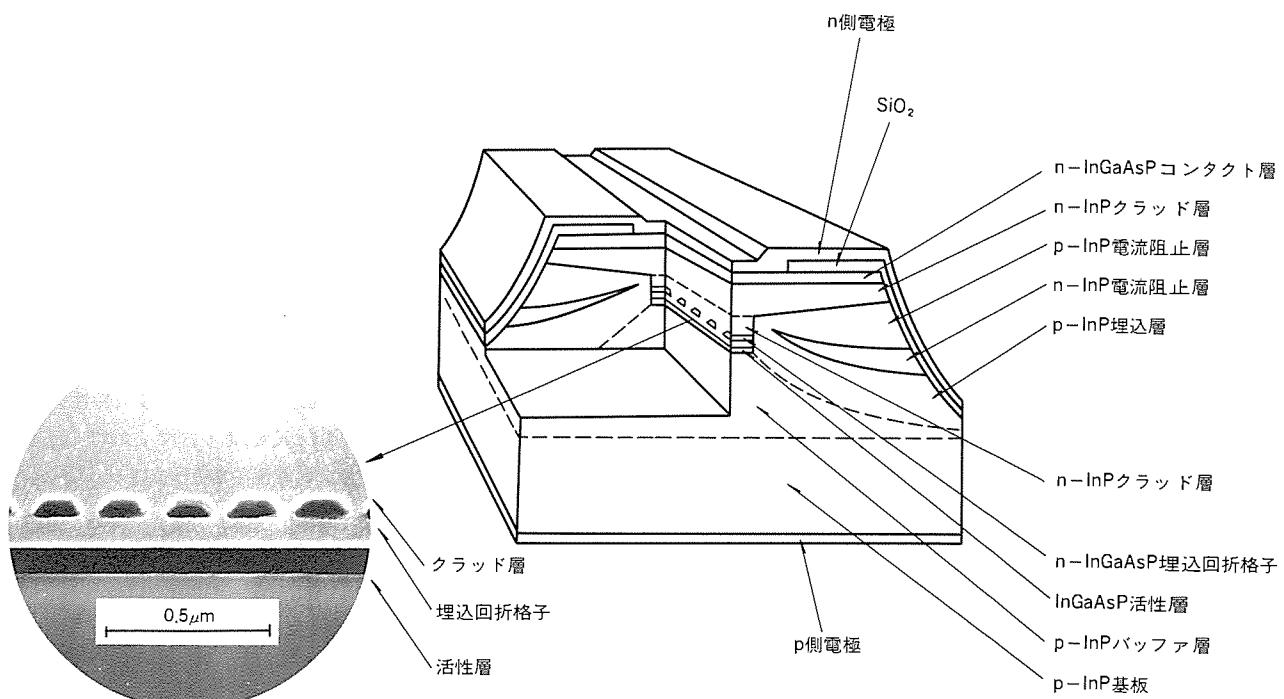


図3. DFB-PPIBH・LDの構造

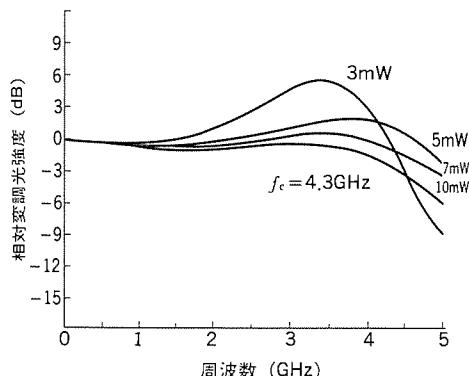


図4. 従来のLDの高周波特性

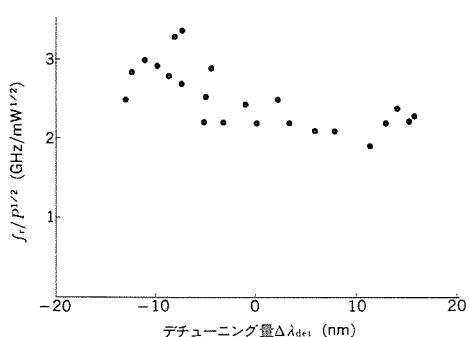


図5. デチューニング量と共振周波数の関係

は、各縦モードの光エネルギーの比率が時間的に変動することと、各縦モード間の光ファイバ伝搬速度が異なることからモード分配雑音が生じる。この雑音は、実効的にRINを増加させるので、LDモジュールから出射される光出力の縦モードは単一でなければならない。また、伝送路の光ファイバが多モードファイバの場合には、光ファイバを伝搬する各横モード間の干渉によってモーダル雑音が生じる。この雑音も、実効的に式(1)のRINを増加させるので、光ファイバは単一モードファイバでなければならない。

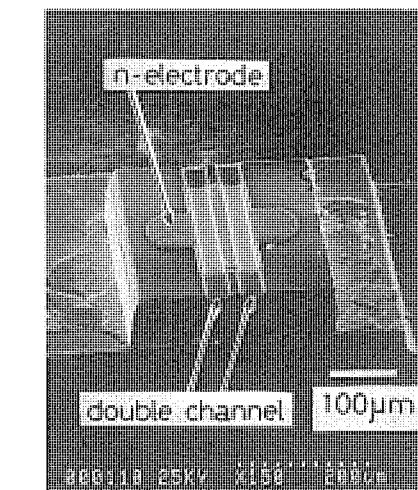


図6. 高速化したDFB-PPIBH・LDのSEM写真

3. 高速・低雑音LD

2章で述べたように、マイクロ波伝送用LDモジュールには、高速でかつ低雑音なLDが必要となる。このため、低雑音光源として知られるDFB (Distributed Feedback: 分布帰還型) LDを高速化したのでその結果を示す。

3.1 構造

図3に開発したDFB・LDの活性層周辺の構造を示す。このLDは、PPIBH (P-substrate Partially Inverted Buried Hetero structure) LDと呼ばれ、n形InP電流阻止層の先端が、その上下のp形InP層からのp形不純物の拡散により、n形InPクラッド層から切り離されているのが特徴である。この構造により、電流は効率良くInGaAsP活性層に集中し、低いしきい値電流で発振する。InGaAsP活性層の上には、n形InP層を介して断面形状が台形のn形InGaAsP埋め込み回折格子が配置されている。活性層で発生した光のうち、波長がこの回折格子の周期に一致した成分のみが選択的にフィード

バックを受けて增幅されるため、このLDは単一の縦モードで発振する。

3.2 高周波特性の改善

図4に、従来のLDの小信号応答特性をバイアス電流を変えて測定した例を示す。この例では、光出力が3mWのときには3.4GHz付近に応答のピークがあり、それより高周波側では応答が急激に低下している。光出力を増すに従ってこの応答のピークは高周波側に移動するが、全体に高周波領域では応答が低下している。このようにLDの変調帯域を制限する原因是、

- (1) 活性層内における光子とキャリアの寿命が大きく異なることに起因する共振状現象
 - (2) 活性層まわりの寄生インピーダンスによる変調電流のバイパスの二つである。

まず、共振状現象について述べる。

LDでは、光子とキャリアの寿命が約3けた異なるため、注入電流を高周波で変調すると過渡的にアンバランスな状態が生じ、注入電流の変化と光出力の変化の間に位相差が発生する。変調周波数を変え、この位相差が 180° とすると共振状態となり、応答は最大となるが、これより高周波側では応答が低下する。この共振状態となる周波数は緩和振動周波数とよばれ、その値 f_r は次式で与えられる。

$$f_r \simeq \frac{1}{\tau_{ph}} \cdot \sqrt{\frac{S \cdot \partial G / \partial n}{V}} \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

式(2)において、 τ_{ph} は光子寿命 (s)、 S は共振器内の光子数、 V は共振器の体積 (m^3)、 $\partial G / \partial n$ は微分利得 (m^3) であり、キャリア密度の増加に対する利得の増加を表している。式(2)から明らかなように、光子数 S を増加させることによって緩和振動周波数 f_r を高めることが可能であるが、この方法では LD を高出力で動作させなければならぬため寿命が問題となる。そこで、ここでは微分利得 $\partial G / \partial n$ を増加させることとした。

DFB・LDでは、前述したように発振波長は、回折格子の周期によって決まるので活性層の利得がピークとなる波長とは独立に設定できる。このように、発振波長 λ_{DFB} を利得のピーク波長 λ_{peak} に対してずらすことはデチューニングと呼ばれ、 $\lambda_{\text{DFB}} < \lambda_{\text{peak}}$ の領域では微分利得 $\partial G / \partial n$ は大きくなる。図 5 は、デチューニング量 $\Delta \lambda_{\text{det}}$ ($\Delta \lambda_{\text{DFB}} - \lambda_{\text{peak}}$) を変えて作成したDFB・LDの緩和振動周波数 f_r を測定した結果である。前述のように、緩和振動周波数は光出力によっても変化するので、図 5 では、デチューニングの効果を明確にするために、測定した緩和振動周波数 f_r を光出力 P の平方根で割った値を縦軸にとった。同図から、デチューニング量 $\Delta \lambda_{\text{det}}$ を負の領域に設定することにより、緩和振動周波数を高めることができるところが分かる。

次に、寄生インピーダンスによる変調電流のバイパスについて述べる。

LDの活性層のまわりには、シリーズ抵抗 R_s と寄生容量 C_s が存在し、高周波領域では変調電流が寄生容量によってバイパスされるため、高周波特性が低下する。この現象によって相対変調光強度が3 dB低下する周波数は、 $1 / (2\pi R_s C_s)$ で与えられるため、寄生容量 C_s を低減させる必要がある。先に図3に示した構造を持つLDでは、活性層の両側にp-n-p-n接合が形成されており、これが大きな容量を持つ。また、上部のn側電極-SiO₂膜-半導体構造によるMIS (Metal Insulator Semiconductor) 容量も無視できない。図6は、これらの寄生容量を低減するために開発したDFB-PIBH-LDのチ

ップ全体のSEM写真である。このLDでは、ダブルチャネルのメサエッヂによって、p-n-p-n接合による容量を活性層から切り離している。また、n側電極を狭くすることにより、MIS容量も低減されている。

3.3 LDの特性

図7に、高周波特性を改善したDFB-PPIBH-LDの小信号応答特性を、光出力13mWで測定した結果を示す。このLDのデチューニング量 $\Delta\lambda_{det}$ は約-10nm、ダブルチャネルのメサエッチ幅は約5μmであり、-3dB遮断周波数9GHzを得た。また、緩和振動周波数の推定値は、約11GHzであった。

図8に、光出力7mWで測定したRINの周波数特性を示す。5GHzにおけるRINは-147dB/Hzであり、マイクロ波伝送用の電気／光変換素子として十分な低雜音性を持っている。

4. LDモジュールの構成

4.1 級 電 回 路

LDモジュールの高周波特性は、モジュール化に伴って生じる寄生インピーダンスのために、内蔵されているLD単体より劣化する。最も影響が大きな寄生インピーダンスの発生要因は、LDの温度を安定化するために内蔵する熱電子素子であり、以下その対策について述べる。

LDは、温度が変わると、しきい値電流が変化し、供給される変調電流に対する光出力の相対位相が変化する⁽³⁾。これを避けるために、マイクロ波伝送用LDモジュールでは、周囲温度が変化してもLD温度が一定となるように熱電子素子が内蔵される。図9は、LDの温度を安定化するために、熱電子素子を内蔵した従来のLDモジュールの構造と寄生インピーダンスの等価回路を示したものである。熱電子素子は、電気的には容量として作用し、LDへの給電用ワイヤの持つインダクタンスとの組合せで共振を生じる。

図10は、従来のLDモジュールの高周波特性の測定例であり、上述の共振によって大きくぼみが生じている⁽⁴⁾。このような共振周波

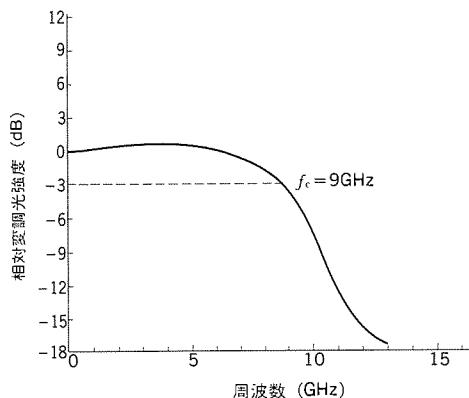


図7. 高周波特性を改善したDFB-PPIBH・LDの周波数特性

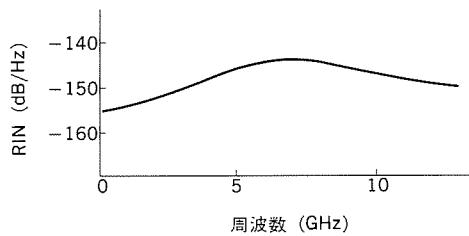


図8. DFB-PPIBH・LDの相対強度雑音 (RIN) 測定値

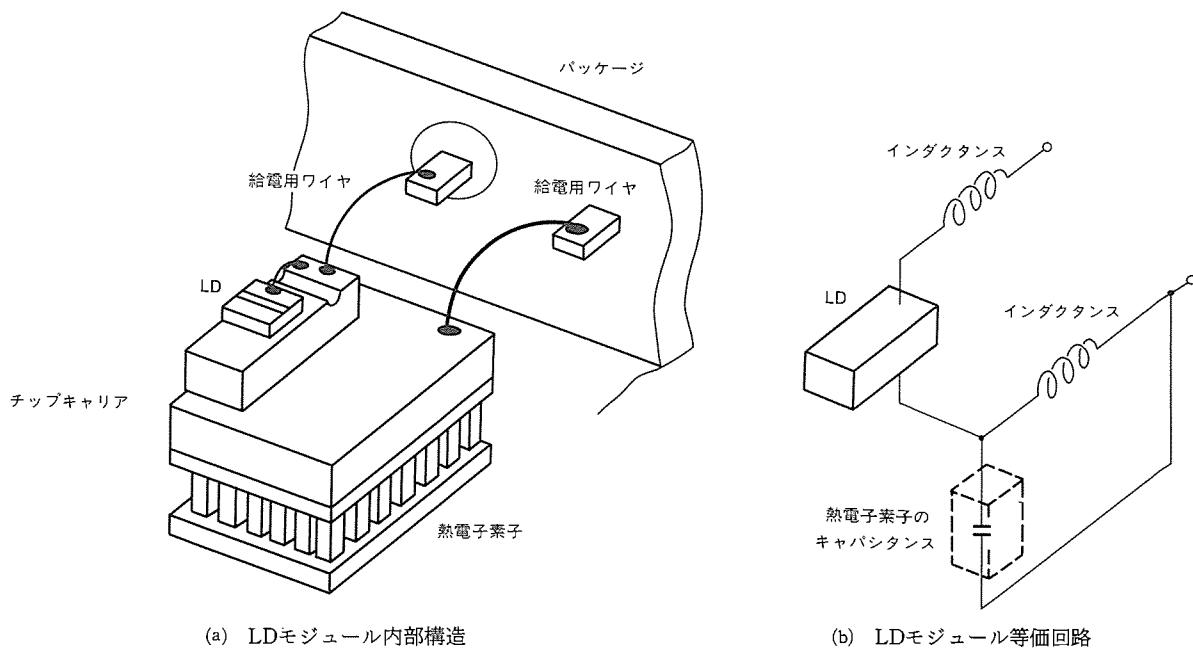


図9. LDモジュール内部の寄生インピーダンス

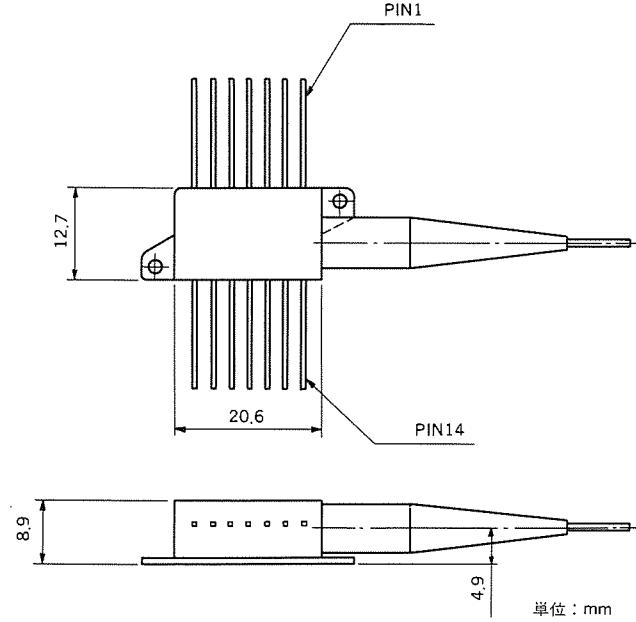
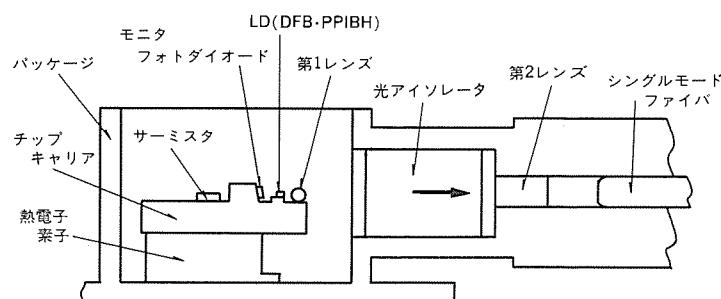
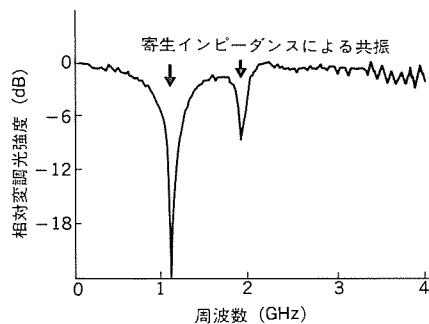


図12. マイクロ波伝送用LDモジュールの主要寸法とピン接続

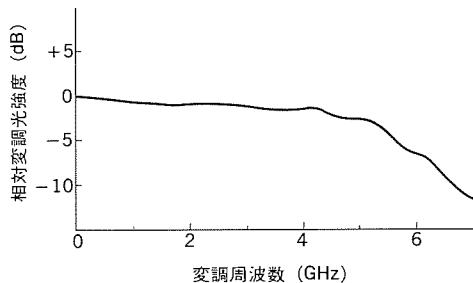


図13. マイクロ伝送用LDモジュールの周波数応答

数を使用帯域から十分に離す方法の一つとして、給電用ワイヤを短くするか、あるいは太くすることにより、インダクタンスを低減することが考えられるが、この方法では、パッケージから給電用ワイヤを経由して流入する熱量が増加するため、LDモジュールの冷却特性が劣化する。したがって、冷却特性を確保したまま平たんな高周波特性を得るために、このモジュールでは、熱電子素子の容量を電気的に低減する方法を採った⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

4.2 光アイソレータ

LDモジュールを用いてマイクロ波信号用光伝送系を構成する際には、PDモジュールまでの間で光ファイバを接続しなければならない場合が多い。このように光ファイバを接続すると、その不連続点で反射した光がLDモジュールへ戻る。一般にLDは、戻り光があると、その発振条件が変動するため雑音が増加するが、出射光の可干渉性が高いDFB-LDにおいて特にその影響が著しい。先に式(1)で示したように、LDモジュールの雑音増加は、マイクロ波信号用光伝送系の位相雑音の増加をもたらすため、上述の現象は十分に抑圧されなければならない。このため、このモジュールでは、LDに戻り光が入射しないよう、光アイソレータを内蔵している。この光アイソレータでは、小型の磁石で十分な飽和磁場が得られるBi置換ガーネットをファラデー回転子として用いた。また、偏光子、検光子とともに偏光ビームスプリッタを採用することにより、35dB以上のアイソレーションを得ている。

4.3 構造

図11に内部構造を示す。チップキャリアには、LD、LD出力を監視するモニタフォトダイオード、チップキャリア温度を測定するサーミスタ及び第1レンズが搭載されている。熱電子素子は、チップキャリアの温度を一定に保つことにより、LDの動作の安定化を図っている。

4.4 外観

図12にモジュールの外観と主要寸法を示す。このモジュールは、パタフライ形パッケージを採用しており、マイクロ波信号源とは50Ωの特性インピーダンスのマイクロストリップラインを介して容易に接続できる。

5. LDモジュールの特性

(1) 周波数特性

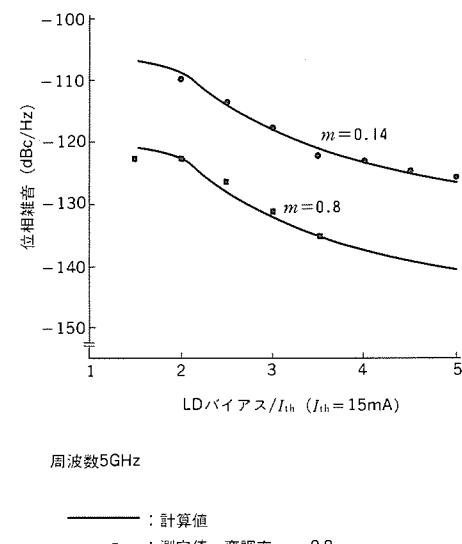


図14. LDモジュールの位相雑音の測定値と計算値

図13に周波数特性の測定例を示す。寄生インピーダンスの影響を排除した構造のモジュールに高速応答性を持つLDを内蔵することにより、5GHz以上まで平たんな応答が得られている。

(2) 位相雑音

図14に、変調率 $m=0.8$ と $m=0.14$ 、離調周波数10kHzで測定した位相雑音のLDバイアス電流依存性を式(1)によって求めた計算値と併せて示す。いずれの変調率でも、バイアス電流を増すに従ってRINが低下するため位相雑音が減少する。また、変調率 $m=0.8$ 、バイアス電流53mAのときの位相雑音は-135dB/Hz以下となっている。

6. むすび

高品質なマイクロ波信号を光信号に変換して伝送するためのLDモジュールを開発した。このモジュールを用いて、5GHzのマイクロ波信号を位相雑音-135dB/Hz以下で伝送することが可能である。

参考文献

- (1) 赤羽ほか：三菱電機技報, 55, No.7, p.6~11 (1982)
- (2) 仲川ほか：1989年電子情報通信学会春季全国大会C-793
- (3) 山下ほか：電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会975 (1987)
- (4) H.Tjassens, et al : Philips Tech. Rev., 44, No.5, p.162~164 (1988)
- (5) 仲川ほか：昭和63年電子情報通信学会春季全国大会C-450
- (6) 山下ほか：電子情報通信学会論文誌C-II, J72-C-II, No.9, p. 847~853 (1989)

超電導マイクロ波デバイス

野口 卓*
高見哲也*

1. まえがき

超電導デバイスは低温で動作し、しかも低電圧で動作することから低雑音のマイクロ波、ミリ波デバイスとしての応用が古くから注目されていた。最近、一部の電波望遠鏡では鉛 (Pb) 系超電導材料をベースにした超電導デバイスを用いた受信機を搭載し、宇宙電波の観測に利用されている⁽¹⁾。しかし、液体He温度と室温との間の履歴や長時間の常温での保存に対して、電気的な特性の劣化が少ない超電導デバイスの開発が大きな課題となっていた。また、実用的な超電導マイクロ波受信機では、超電導デバイスを閉サイクルの小型冷却機の中で動作させ、長時間の連続運転が可能でなければならぬ。ニオブ (Nb) は、熱履歴や劣化に対する耐性が強く、転移温度も 9 K と小型冷却機の到達温度 (~ 4 K) より十分高いことなどから、実用的な超電導デバイスを実現するのに最も適した材料である。超電導集積回路の開発研究の進展により、Nb薄膜をベースにした超電導デバイスの製作が可能となり、熱履歴や長期保存に耐えうる超電導マイクロ波、ミリ波デバイス実現の可能性が現実化している。

本稿では、Nb系超電導材料をベースとした超電導ミリ波ミキサー／受信機とSQUID中間周波増幅器の開発の現状を紹介する。

2. 超電導ミキサー／受信機

2.1 超電導トンネル接合デバイス

超電導マイクロ波デバイスの研究の当初には、デバイスの接合容量を小さくするために点接触型超電導接合が用いられたが、機械的安定性に欠けるため実用には至らなかった。近年では点接触型超電導接合に代わって、超電導薄膜を積層した超電導トンネル接合が主流となっている。図1にNbを電極とする超電導トンネル接合の断面を示す。図において、トンネル絶縁膜の薄いアルミナ($\text{AlO}_x \sim 20\text{\AA}$)を上部及び下部のNb電極で挟んだサンドイッチ構造部が超電導トンネル接合である。超電導トンネル接合の製作方法を次に説明する。

接合を製作する基板には、比誘電率 (ϵ_r) の低い結晶水晶 (SiO₂) を用いた。まず、水晶基板全面に下部Nb(2,000 Å), アルミニウム (Al 50~100 Å) をRFスパッタリングによって連続的に積層したい (堆) 積する。続いて、純酸素 (O₂) をチャンバに導入し、Al表面を酸化する。再びチャンバを真空排気した後、上部Nb(1,000 Å) をスパッタ堆積する。これらのスパッタリング過程では、Nb及びAlの表面は一度も大気にさらされない。次に、基板全面に形成したNb/AiO_x・Al/Nb構造からレジストプロセスとリアクティブイオンエンチャージング (RIE) により、接合となるべき部分の周辺の上部Nb電極を除去し、トンネル接合部をアイソレートする。続いて、上部Nb電極を除去した部分に、一酸化シリコン (SiO 3,000 Å) をレジストをマスクとして真空蒸着する。最後に配線層として、鉛合金 (Pb/In/Au 8,000 Å) を真空蒸着してデバイスが完成する。

次に、超電導トンネル接合のマイクロ波に対する応答の原理を簡単に説明する。図2の(a)にマイクロ波を入力しない場合の超電導ト

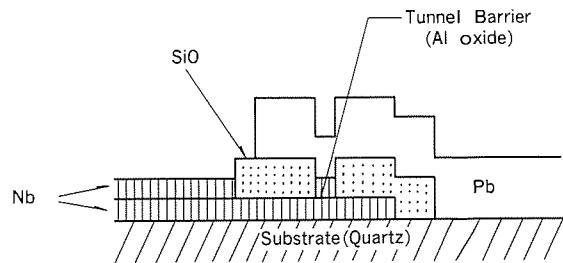


図1. 超電導トンネル接合の断面

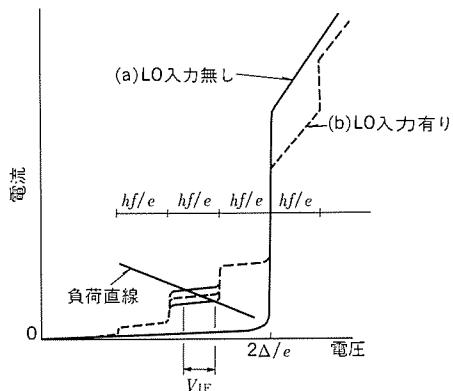


図2. 超電導トンネル接合の電流-電圧特性

ンネル接合の典型的な電流-電圧特性を示す。超電導体には状態密度が零の領域、いわゆるエネルギーギャップが存在する。エネルギーギャップ(2Δ)の大きさは、Nbの場合約3meVで、半導体のそれに比べて数百分の一と小さく、このことが超電導デバイスの低電圧、低消費電力動作を可能にしている。超電導トンネル接合の電流-電圧特性には、3mV($\approx V_g = 2\Delta/e$: e は電子の電荷)付近にエネルギーギャップの存在を反映した電流の急激な増加が見られ、これより高い電圧では常電導金属のトンネル接合が示すオーミックな特性となる。なお、通常の超電導トンネル接合では、超電導電流(零電圧電流)が見られるが、図2では省略してある。

この接合に、マイクロ波(ミリ波)を入力した場合の電流-電圧特性を図2の(b)に示す。局部発信波(LO)としてマイクロ波(ミリ波)を入力すると、

ただし, $N = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

の電圧に電流ステップが現れる。ここで, h はプランク定数, ω_{L0} は局部発信波の(角)周波数である。これらの電流ステップは, マイクロ波フォトンを吸収(又は放出)して準粒子(常電導電子)がトンネルするためにおこるもので, フォトンアシstedステップと呼ばれる。整数 N は, 吸收(又は放出)するマイクロ波フォトンの個数に対応する。これらの電流ステップの高さは, 入力マイクロ波の電圧振幅によって(振動的に)変動する。いま, 局部発信波に非常に近い周波数の(弱いパワーの)マイクロ波(角周波数 $\omega_S \approx \omega_{L0}$)が

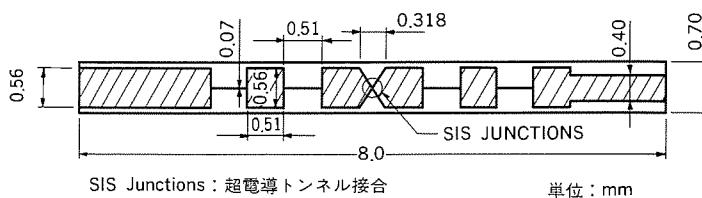


図3.(a) 水晶基板上に形成した回路パターン

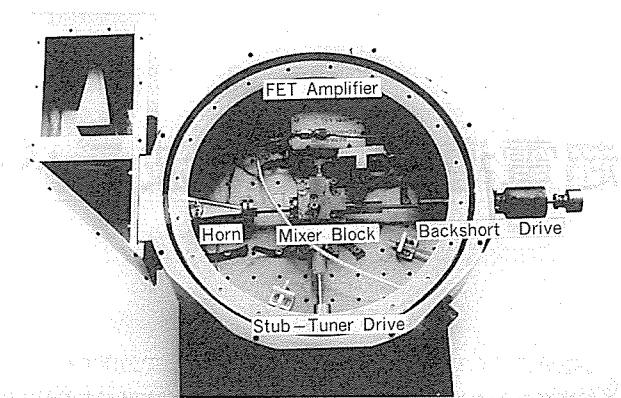


図4. 液体Heデュワーの底面に装着した超電導ミキサー受信器

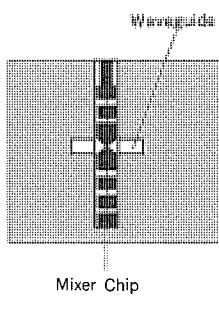
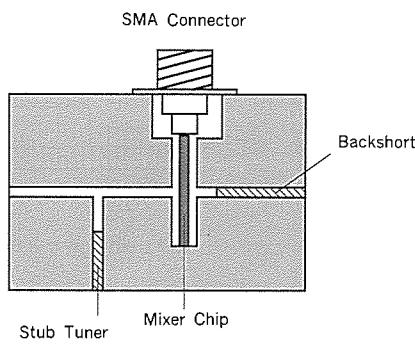
の飽和を防ぐためである。

ミキサー基板をマウントするブロックには、E方向の高さを標準導波管(WRJ-900: 1.25mm×2.54mm)の1/4にした導波管が掘り込んである。ブロックは、導波管のほぼ中央で上下二つに分離できる。直列に接続した超電導トンネル接合が、導波管の中央に来るよう、ミキサー基板をブロック内の溝に挿入する。このとき、ミキサー基板上の導体と周囲の金属壁が導波チャネルを形成するが、ミキサー基板の裏面が金属壁に接触するマイクロストリップ線路では、実効誘電率が大きくなるため導波チャネル内に共振モードが励起され、実効的な損失となる。そこで、サスペンディドストリップラインにすることによって実効誘電率を小さく抑え、最低次の共振周波数を信号周波数より高く設定して共振モードの励起を防ぐことにした。ミキサー基板の後方には、ショート構造付きの接触型可動バックショートを設け、前方2mm($\sim \lambda_g/2$, λ_g : 管内波長)の位置に主導波管と直交する導波管を設け、この中にバックショートと同じ型の可動スタブチューナーを設けた。バックショート及びスタブチューナーは、クライオスタットの外側から駆動できるようになっている。図3(b)及び(c)に、ミキサーチップをブロックにマウントしたときの概略図を示す。

LO及び信号は、真空窓(0.5mm厚テフロン)を通して低温に冷却したホーン(開口径30mm×25mm)に結合する。ホーンとミキサー ブロックは、標準導波管(38mm)と導波管トランスマッパー(ステップ数3, 1/4波長階段型, 変成比4:1, 通過比帯域0.4)を通して結合する。ミキサーからのIF出力はバイアスティーを通して供給した。ホーン、トランスマッパー、ミキサー ブロック、バイアスティー及びFET増幅器は、すべて液体He槽の底面に取り付け、液体He槽からの熱伝導によって冷却する。図4にこれらを液体He槽の底面に取り付けた様子を示す。

2.3 94GHz受信機の特性

ミキサー/受信機の性能は、Yファクター法で評価した。高温及び低温の雑音源には、それぞれ室温(17°C)と液体N₂中(77K)に侵した電波吸収体(Eccosorb)を用いた。LO源には、94GHzのガンドイオード発信器(Hughes 47226H)を用いた。LOと信号雑音は、デュワーの真空窓の直前でテフロン板(0.1mm厚)の部分反射板で結合した。デュワー内で増幅したミキサーからのIF出力は、室温の帯域通過フィルタ(1,020~1,100MHz)を通して供給した。この後、もう一度増幅

図3.(b) 信号入力側からみた
ミキサー ブロックの断面図3.(c) ミキサー ブロックの下半分
のふかん(俯瞰)図

入射した場合を考える。二つのマイクロ波の周波数が非常に接近しているため、式(1)で与えられる電流ステップの現れる電圧は、変化しないが、二つのマイクロ波の重ね合わせた電圧振幅は、二つの周波数の差周波($|\omega_{L0} - \omega_S|$)で振動する。その結果、各ステップが節となり、その間の平たんな部分がこの差周波で微小に振動する。この差周波で振動する微小電圧を、適当な負荷を介して中間周波(IF)として取り出す。これが、超電導トンネル接合ミキサーの動作原理の“古典的”イメージである。

しかし、超電導トンネル接合ミキサーでは、マイクロ波フォトンの吸収・放出という量子効果が関与しており、正確なミキサー動作の記述には量子力学的取扱いが必要となる。Tuckerらは、量子力学的理論に基づいて超電導トンネル接合ミキサーの詳しい解析を行った⁽²⁾。彼等の解析結果によると、超電導トンネル接合ミキサーでは、ある条件下で無限大の変換利得をもち、このときミキサーの(入力換算)雑音温度 T_M は量子極限 $\hbar\omega/k_B$ に漸近し、マイクロ波領域でのフォトン検出器となる。ここで、 k_B はボルツマン定数である。これらは、従来の(古典的)ダイオードミキサーでは原理的に実現不可能なものであり、マイクロ波受信機を低雑音化する上で非常に魅力的なものである。

2.2 高周波回路

ミキサー基板には、厚さ0.25mmの結晶水晶を用いた。ハンドリングの容易さと機械的強度を考慮して、ミキサー基板の寸法は0.7mm×8mmとした。図3(a)に、ミキサー基板とその上に配置した回路パターンの寸法を示す。ミキサー基板の中央には超電導トンネル接合があり、その両側に信号の通過を阻止するショートフィルタを配置した。それぞれのショートフィルタは、1/4波長の高インピーダンス線路と低インピーダンス線路を交互に5個連結して構成した。中央の超電導トンネル接合は、2,4又は8個のNb/AlO_x•Al/Nb接合を直列に接続したもので、各接合の面積は $2.5\mu\text{m} \times 2.5\mu\text{m}$ である。超電導トンネル接合を複数個直列に接続するには、接合容量を小さくするとともに、300Kの背景ふく(輻)射の入射によるミキサー

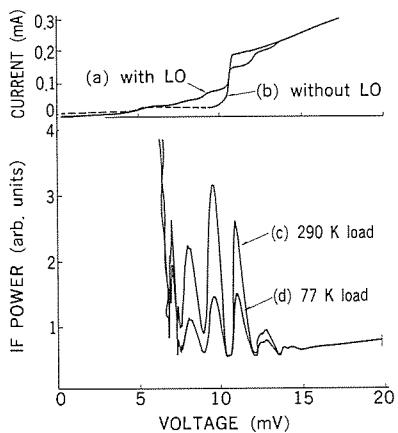


図 5. 超電導トンネル接合の電流-電圧特性（上）
とIF出力の電圧依存性（下）

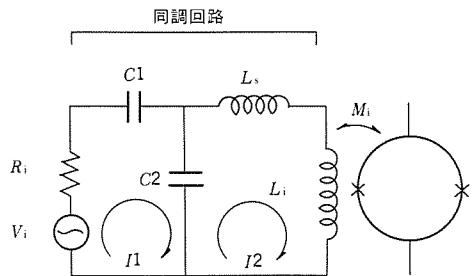


図 6. 同調型SQUID増幅器の構成

して検波し、レコーダー又はオシロスコープでモニタした。

ミキサーの動作の最適化は、LO電力とバックショート及びスタブチューナーの位置を調整することによって行った。図 5 に、室温と 77K の雑音をミキサーに入力したときの応答を示す。室温と 77K 雑音に対する応答の比が Y 因子であるから、Y 因子はギャップ電圧のすぐ下側に現れるピーク、すなわち $N = 1$ のピークのところで最大となる。図 5 の場合 $N = 1$ のピークでの Y 因子の値は、2.2 である。受信機の雑音温度 T_{RX} は Y 因子を用いて、

$$T_{RX} = \frac{T_{H} - Y \cdot T_{C}}{Y - 1} \quad \dots \dots \dots (2)$$

と表せる。ここで、 T_H 、 T_C は高温及び低温の雑音源の等価温度であり、ここでは $T_H = 290\text{K}$ 、 $T_C = 77\text{K}$ である。式(2)から $N = 1$ のピークにおける受信機雑音温度 T_{RX} を計算すると、 $T_{RX} = 99 \pm 4\text{K}$ である。

ミキサーの変換効率 G_c は、以下のようにして求めた。超電導トンネル接合では、準粒子（常電導電子）のトンネリングに伴ってショット雑音が発生する。特に、電流-電圧特性が直線的となる高電圧領域では、ショット雑音は電圧に比例して増加する。ショット雑音電力の増加の割合は

$$\frac{e}{2k_Bn} = \frac{5.8}{n} \left(\frac{K}{mV} \right) \quad \dots \dots \dots (3)$$

で与えられる。ここで、 n は直列に接続した接合の個数である。図 5 に示すとおり、実際のミキサーではギャップ電圧以上で IF 出力は直線的に増加する。今の場合、接合の個数は、4 個であるからこの直線の傾きは式(3)から $1.45\text{K}/\text{mV}$ になる。ここで、この直線上の任意の 2 点を選び、その電圧差と IF 出力の差をそれぞれ求め、その比が $1.45\text{K}/\text{mV}$ になることに着目すれば、図 5 の縦軸を実効温度として目盛り直すことができる。ミキサーの変換効率 G_c は、室温と 77K に対する IF 出力の差と入力の温度差 (290K-77K) の比と定義でき

る。室温と 77K に対する IF 出力の差が最も大きくなる、すなわちミキサーとしての変換効率が最も大きくなるのは $N = 1$ のピークである。図 5 の場合、 $N = 1$ ピークにおける IF 出力の温度差は、 $107 \pm 5\text{K}$ である。したがって、このミキサーの最大変換効率 G_c は、 $G_c = 0.5 \pm 0.02$ ($= -3 \pm 0.2\text{dB}$) である。

さらに、IF 出力の直線部分をゼロ電圧側に外挿し、ミキサーの出力がゼロになったところでの温度 T_A が、FET 増幅器の等価入力雑音温度と考えられる。このようにして求めた FET 増幅器の（入力）雑音温度は、 $T_A = 14 \pm 0.5\text{K}$ であり、Y 因子法でこう（較）正した値とほぼ一致した。受信機雑音温度 T_R 、ミキサー変換損 G_c 及び FET 増幅器の雑音温度 T_A からミキサーの雑音温度 T_M を見積もると、 $T_M \approx 70\text{K}$ となる。この値は、デュワー内の信号入力部（ホーン、ミキサー ブロック）での損失を無視して計算したもので、実際のミキサーの雑音温度はこれよりも低くなっているものと思われる。

3. SQUID 中間周波増幅器

3.1 同調型 SQUID 増幅器

マイクロ波受信機の雑音温度を低減するためには、ミキサーの雑音を低減するだけでなくミキサーに続く中間周波増幅器の雑音温度を低減することも重要である。そこで、可聴周波数領域で低雑音性が立証されている SQUID（超電導量子干渉素子）を中間周波増幅器として利用することを検討した。SQUID は、超電導ループの中に二つのジョセフソン接合（超電導トンネル接合）を配置した構造をもち、超電導ループを貫く磁束の変動によって SQUID の両端に発生する電圧が変化する。超電導ループの直上にスパイラルコイルを配置して平面型のトランスを形成すれば、スパイラルコイルに流れる電流によって磁束が発生し、SQUID の出力電圧を変化させる。スパイラルコイルのターン数を大きくし、これに信号を入力すれば SQUID は利得をもつ増幅器として利用できる。しかし、このタイプのデバイスでは、入力インピーダンスが非常に小さくなり、信号源（例えば、超電導ミキサー）とのインピーダンス整合がとりにくい。そこで、図 6 に示すような、スパイラルコイル (L_s) にコンデンサ (C_1, C_2) とコイル (L_i) から成る同調回路を接続した SQUID 増幅器を考案した。この同調回路の特徴は、適切な容量と抵抗を用いることにより、SQUID 自体のパラメータを変更することなく増幅器の最適化が図れ、また、SQUID とスパイラルコイルとの間の相互インダクタンスを小さくすることにより、増幅器のダイナミックレンジを大きくできることである。

SQUID ループ中の二つのジョセフソン接合には、超電導ミキサーの場合と同様に Nb/AlO_x•Al/Nb トンネル接合を用い、薄膜のスパイラルコイルを絶縁膜を挟んで積層したいわゆる薄膜積層型の SQUID を試作した。同調回路は空心コイルとチップコンデンサによって形成し、SQUID チップを張り付けたガラスエポキシ基板上に実装した。ガラスエポキシ基板は、磁気シールドのために鉛 (Pb) をと（鍍）金した金属きょう（筐）体内に収納した。増幅器の同調周波数は 150MHz とした。増幅器単体の評価は、液体 He 中 (4.2K) で行った。増幅器の利得は、ネットワークアナライザ (HP8753A) を用い、約 -120dBm の信号を入力して測定した。増幅器の雑音温度の評価は、半導体雑音源 (HP346B) を用いた Y 因子法で行った。雑音源からの雑音出力を、液体 He 中において 20dB の減衰器を通して増幅器に入力した。増幅器から見た液体 He 中の減衰器は、50Ω の信号源として機能するとともに、室温からの雑音流入を抑え、入力温度の

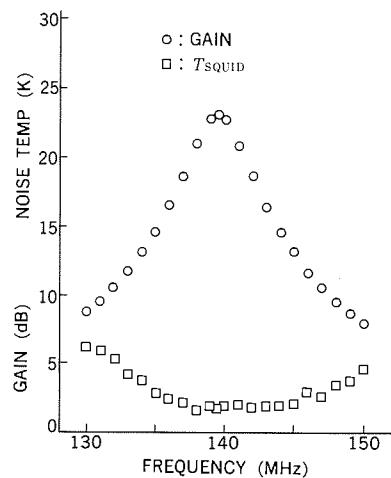


図7. 同調型SQUID増幅器の雑音温度と利得の周波数依存性

表1. SQUID増幅器とFET増幅器を用いた受信機の性能

	SQUID増幅器 (DSB)	FET増幅器 (SSB)	FET増幅器 (DSB)
受信機雑音温度 T_{RX} (K)	128	340	170
IF増幅系雑音温度 T_A (K)	5.3	14	14
ミキサー変換効率 G_c (dB)	-6.9	-10	-7

誤差を低減する。SQUIDからの出力は、室温の増幅器(NF~2 dB)で増幅し、スペクトラムアナライザ(TR4173E)で測定した。このとき、SQUIDと室温の増幅器の間にインピーダンス変成回路を挿入し、反射による損失を抑えた。

3.2 SQUID増幅器の特性

SQUID増幅器の利得や雑音温度は、バイアス電流に依存する。今回の実験では、増幅器の利得が最大となる点にバイアスを固定した。図7に典型的な同調型SQUID増幅器の雑音温度と利得の周波数依存性を示す。同調周波数は、約140MHzで設計値とほぼ一致している。得られた利得の最大値は、23dB、SQUID単体の最小の雑音温度は約1.8Kであった。この結果から、SQUID増幅器がミキサーと続く初段の中間周波増幅器として十分な利得をもち、しかも100MHz帯でも十分低雑音であることが分かる。

同様の同調型SQUID増幅器を超電導接合ミキサーのIF増幅器として使用し、90GHzミリ波の受信機としての性能評価を行った。SQUID増幅器をマウントした筐体を図4のFET増幅器の代わりに液体He槽の底面に取り付け、前述のY因子法によって受信機としての性能を測定した。ミキサーと結合する前に、あらかじめ液体He中で測定したSQUID増幅器単体の利得及び雑音温度は、それぞれ21 dB、0.8Kで、室温の増幅器を含めたIF系雑音温度は2.5Kであった。この測定に用いた超電導接合ミキサーの接合数は2個で、常電導抵抗は約45Ωであった。表1にSQUID増幅器を利用した94GHz受信機の典型的な性能を示す。比較のために、FET増幅器を使用した場合の性能も示してある。FET増幅器を使用したときの性能が、2.3節で紹介した受信機の性能より悪化しているが、これは直列接合の数が減少したことによって容量が増加し、バックショートによるチューニングが不完全になった結果と考えられる。FET増幅器を使用した場合IF周波数が十分高いためSSB動作に近くなっているが、SQUID増幅器の場合DSB動作になってしまふ。そこで、FET増幅器を使用した場合は、完全にSSB動作しているものと仮定し、DSB動作の雑

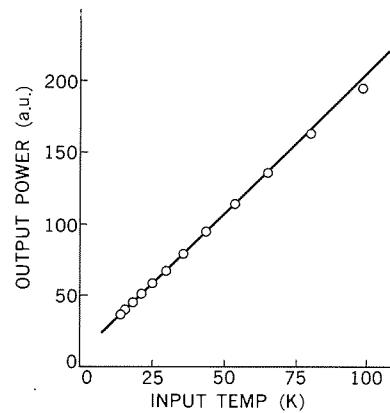


図8. 同調型SQUID増幅器の入出力特性

音温度に換算して比較する。この表から明らかのように、SQUID増幅器の雑音が小さくなつたことにより、受信機全体の雑音温度が大きく改善されていることが分かる。ただし、ミキサーと結合したSQUID増幅器を含むIF系の雑音温度は、先に評価した場合の値に比べて大きくなっている。これは、ミキサー側からRFノイズが流入することやSQUIDの動作温度が4.2Kよりやや高いために、利得が減少したことなどが原因として考えられる。これらの問題を解決できれば、受信機の雑音温度を更に低減することができる。

SQUID増幅器の大きな欠点は、飽和入力温度が著しく低い点にある。例えば、図8にSQUID増幅器の入出力特性を示すが、この例では約100K前後で直線性が失われはじめる。これは、SQUIDの変調電圧が低いことに起因し、金属系超電導体を用いたSQUIDではこれ以上の改善は本質的に困難である。これに対し、酸化物系超電導体を用いたSQUIDは、変調電圧を転移温度の比程度に大きくできる可能性があり、このようなSQUIDを使えば飽和入力温度が、1,000Kを越える増幅器が実現できるものと考えられる。

4. むすび

超電導トンネル接合を用いた94GHzミキサー／受信機とSQUID中間周波増幅器を中心、超電導マイクロ波応用デバイスの研究、開発の現状を紹介した。この研究によって超電導デバイスの優れた基本性能とその実現可能性について実証できたものと思われる。しかし、超電導デバイスの性能は、これにとどまることなく更に向上できる可能性が十分に残されている。また、超電導デバイスは極低温という特殊な環境下でしか動作しないため、その実用化に当たっては、冷却技術、実装技術等の周辺技術の援用、開発が不可欠である。今後、デバイス自身の特性の改良により、潜在的高性能を現実化する努力を続けていくとともに、周辺技術の開発によって、実用的な超電導デバイスへと発展させていきたいと考えている。

この研究の一部は、通商産業省の重要技術研究開発補助金の援助を受けて行われた。関係各位に対し、深く感謝の意を表する。

参考文献

- (1) 例えばJ. Ibrueggerほか: Int. J. Infrared and MM Waves, 8, 595-607 (1987)
- (2) J. R. Tucker: IEEE J. Quantum Electron., QE-15, 1234-1258 (1979)

X帯集積化受信機モジュール

川上陽一*
功刀 賢*
西田幸治*

1. まえがき

マイクロ波帯の数種の半導体回路を集積化し、サブシステム化したモジュールは、マイクロ波の大衆化に伴ってますます小型高密度化が強く要求されている。

ここでは、PINダイオード可変減衰器、GaAsFET低雑音増幅器及びイメージリジェクションミキサー等を一体化構造としたX帯集積化受信機モジュールの性能及びモジュール化法について述べる。また、このモジュールを実現するために開発したMIC (Microwave Integrated Circuit) のCAD手法とその製造技術を紹介する。

2. X帯受信機モジュールの開発

2.1 モジュールの構成

このモジュールは、X帯の高周波信号を1GHz以上の帯域幅にわたって受信し、-35°Cから+57°Cまでの広い温度範囲内で低雑音特性を保ち、なおかつ入力を制御した時の位相変動量を低く抑えつつ60MHzのIF(中間周波数)信号に変換するものである。

このX帯受信モジュールは、PINダイオード可変減衰器、GaAsFET低雑音増幅器、イメージリジェクションミキサー及びIF増幅器で構成している。また、ドライバ回路として、PINダイオード可変減衰器を制御するリニアライザとFET低雑音増幅器用のバイアス回路とを内蔵している。図1にその外観を示す。

図2にそのブロックダイヤグラムを示す。RF入力端子から入力した高周波信号は、PINダイオード可変減衰器によってそのレベルが制御され、FET低雑音増幅器への入力レベルが設定される。この低雑音増幅器によって増幅された信号は、イメージリジェクションミキサーでLO(局発)信号によってIF信号に周波数変換されたのち、IF増幅器で増幅されIF出力端子より出力される。また、低雑音増幅器で増幅された信号の一部は、方向性結合器によって出力されRFモニタされる。

モジュールにおける各半導体回路は、機能ごとにコンポーネントプロック化を行い、各コンポーネントプロック間を50Ω整合接続することにより、コンポーネントごとの性能をそのまま確実にモジュ

ールの特性へ反映させる構成とした。また、各コンポーネントプロックごとに、空間へ放射された高周波を遮断する構造とし、各プロックの接地導体の接続に際しては、高周波アース電流の流れるルートが各プロック間で完全に短絡するよう配慮を行っている。

2.2 可変減衰特性

このモジュールに用いた可変減衰器は、PINダイオードを使用した反射型で、この反射量を吸収するために入出力に3dBインターディジタルカプラを用いている。このバランス吸収型構造の採用により、減衰量を変化させたときのVSWR及び位相変動に及ぼす影響を小さくしている。リニアライザによる減衰量制御により、DC制御電圧に対する減衰量可変特性をdB換算量で10dB/Vに設定し、ほぼ直線的に変化させている。

減衰量直線性及び減衰量/位相変動量のモジュール電気性能を図3と図4に示す。減衰量直線性の偏差は、設定基準値(REF)に対して、減衰量38dBまで±0.8dB以下であり、減衰量位相変動量のばらつきは、減衰量38dBまで±4.5°以下を可能としている。

2.3 低雑音特性

GaAsFET低雑音増幅器の構成は図5のようになっており、バランス型増幅器を3段カスケード接続し、その段間に利得温度補償用

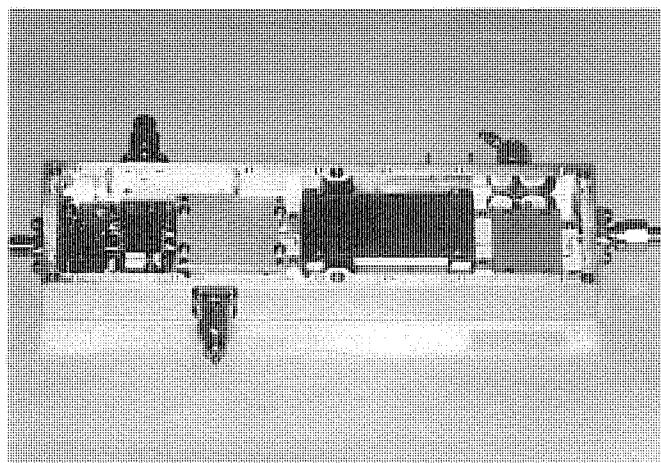


図1. X帯集積化受信機モジュールの外観

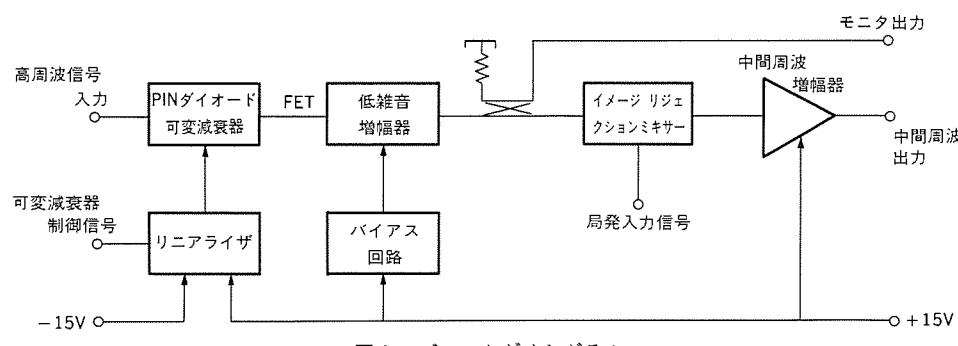


図2. ブロックダイヤグラム

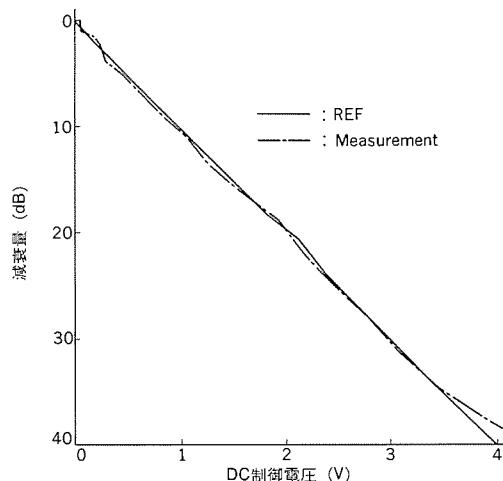


図3. 減衰量直線性

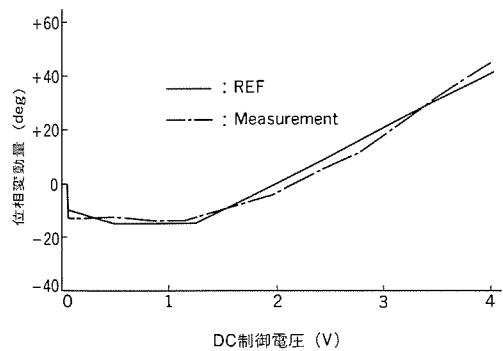


図4. 減衰量/位相変動量

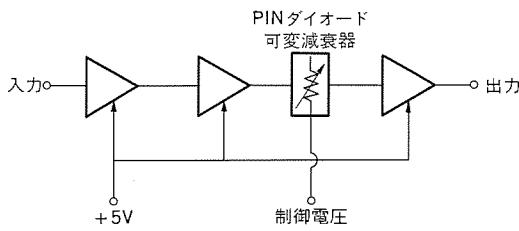


図5. 低雑音増幅器の構成

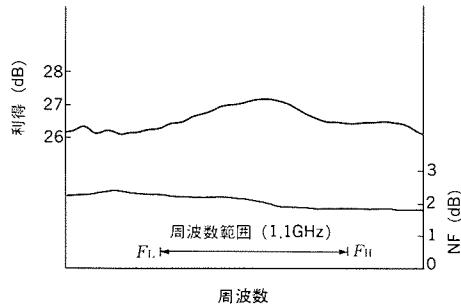


図6. 低雑音増幅器の利得, NF特性

のPINダイオード可変減衰器を1段付加している。3段の増幅器は、いずれも3dBインタディジタルカプラを使用したバランス型増幅器であり、そのうち初段増幅器は、入力整合回路をNF(雑音指数)整合とし、出力整合回路で利得平たん化を図ったシングルエンドアンプを合成することにより、1段の増幅器を構成している。2段目及び3段目のアンプは、入力整合回路で利得平たん化を行い、出力整合回路は全帯域にわたって出力電力の反射を抑えるように極力50

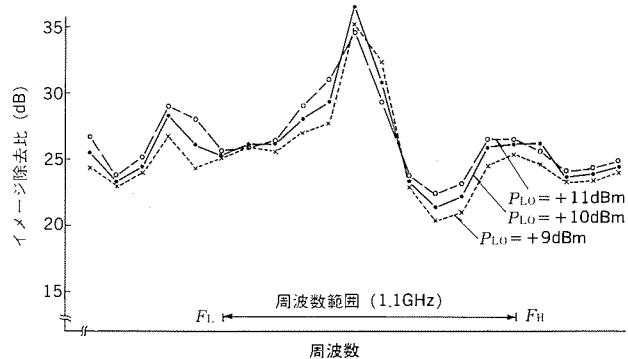


図7. 周波数対イメージ除去比の特性

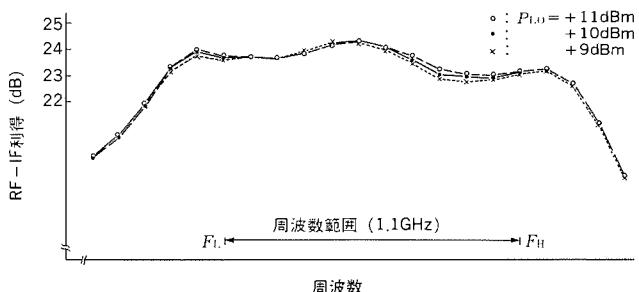
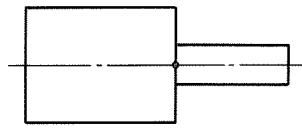
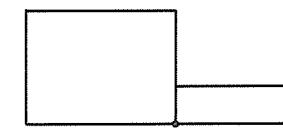


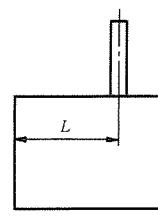
図8. RF-IF利得 (周波数特性)



(a)



(b)



(c)

図9. 座標設定機能

Ω 整合をとる回路構成とし、十分な出力電力が得られるよう最適化を行っている。

利得温度補償に関しては、サーミスタを感温素子として使用したドライバ回路により、PINダイオード可変減衰器を制御することで実現した。この低雑音増幅器の利得及びNFの周波数特性は、図6のとおりであり、帯域内において利得26.5dBtyp.、利得平たん特性 ± 0.45 dB以下、NF2.3dB以下の性能を持っている。

2.4 イメージリジェクション特性

ここに使用したイメージリジェクションミキサーは、ショットキーパリヤダイオードによってミキシングを行うものであり、低雑音

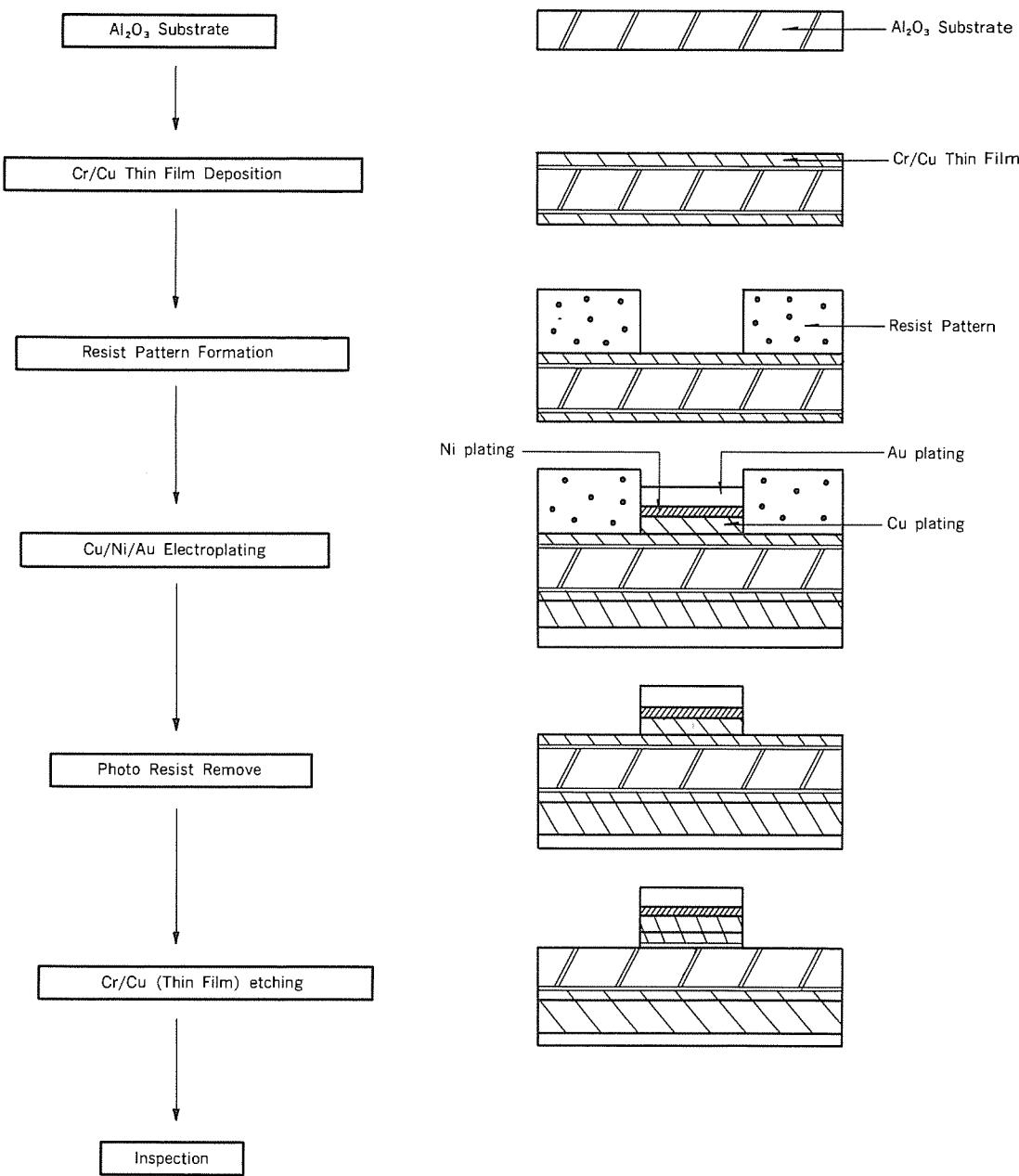


図10. 高信頼性MIC基板の選択めっきプロセス

増幅器によって増幅された高周波(RF)信号を分配する3dB電力分配器, LO信号分配用の3dB90°ハイブリッド結合器, 及びIF帯90°ハイブリッド結合器とから成っている。IF帯90°ハイブリッド結合器は, 分配されたRF信号とLO信号とで周波数変換されたIF信号を合成し, さらにイメージ周波数成分を除去する役目を果たす。

ダイオードは, LO入力信号によるセルフドライブ方式であり, DCリターンにショートスタブ整合回路を設けることによって, ダイオードに対して規定信号レベルでインピーダンス整合が行われ, 広帯域にわたって良好な変換損失周波数特性が得られる。

この周波数対イメージ除去比の特性は図7であり, 帯域内においてイメージ除去比が20.4dB以上あり, LO信号のレベル変動がイメージリジェクション特性に与える影響は少ない。

2.5 X帯受信機モジュールの主要性能

モジュールの主要性能を以下に示す。

- | | |
|-------------|--------|
| (1) RF周波数 | Xバンド |
| (2) RF周波数帯域 | 1.1GHz |

(3) IF出力周波数	60MHz
(4) RF-IF利得(図8)	24.1dB
(5) 利得フラットネス	1.4dBp-p以下
(6) 利得温度変動	0.4dBp-p以下 (-35~+57°C)
(7) 雑音指数	4.5dB以下 (-35~+57°C)
(8) イメージ除去比	20.4dB以下
(9) 位相周波数特性	±6.5°以下
(10) LOレベルに対する利得変動	±0.1dB以下
(11) 減衰量制御量	0~38dB以下
(12) 減衰量直線性の偏差	±0.8dB以下
(13) 減衰量位相変動量ばらつき	±4.5°以下
(14) 尺寸(mm)	150×40×20
(15) 重量(g)	232以下

3. CAD手法と製造技術

3.1 MICのCAD手法

モジュール設計に際しては、所要の電気性能が得られるようCAEによって初期値を与え、それを基にシミュレーションを行い、数回繰り返すことによって最適化を行い整合回路を決定している。これによって決定した回路パターンを、いかに計算結果に忠実にMIC基板に実現させるかが重要なポイントであり、そのためのマスク作成用CAMデータを効率良く作成し、出力する必要性が生じる。開発したCAD手法は、MICのパターンを効率的に入力でき、パターン入力時にマスク露光機の可変アーチャイメジを自動生成する機能を持ち、マスク製造工程を大幅に短縮することが可能となった。

その一例を紹介すると、19種類のパターン要素入力機能を備え、グラフィックディスプレイ上にメニュー表示することにより、タブレット及びキーボード双方で入力することを可能にしている。その中には、ペンドを持つマイクロストリップ線路や、円弧状に伝送するマイクロストリップ線路があり、それらを容易に入力することができる。

また、入力済みの複数のパターン要素を組み合わせてパターンを形成する場合、どの座標点を基準に組み合わせるかを指定する座標設定機能を持っている。図9にその代表例を示す。図中(a)は二つのパターン要素の辺の中点を一致させる機能、(b)はそれぞれのパターン要素の頂点を一致させる機能、そして(c)は一方のパターン要素の頂点から長さLの点ともう一方のパターン要素の辺の中点を一致させる機能を示す。

3.2 製造技術

MICモジュールを製造する上で重要な高信頼性MIC基板の製造技術について述べる。

MICモジュールでは、GaAs半導体チップを実装する関係上、Au-Ge、Au-Sn等の高融点はんだを使用する必要が生じる。そのため、①高温実装条件下でも接合強度の劣化が生じないこと、②はんだ食われが少ないと、③良好なワイヤボンディング性及びリボンボンディング性を持っていること、が必要不可欠である。図10に、MIC製作の選択めっきプロセスを示す。

セラミック基板上にクロム-銅の薄膜を形成した後に、さらに形成を行う所定の膜厚よりも厚くしたホトレジストパターンの形成を行う。ホトレジスト膜と銅薄膜との接着強度を増加させ、ホトレジストプロフィールの変化を起こさせないよう特殊な処理を施した後、電界銅めっき、電界ニッケルめっき及び電界金めっきにより、

必要膜厚まで導体パターンの形成を行う。最後にホトレジスト膜の除去と、既に形成された導体パターン以外の銅薄膜とクロム薄膜のエッティング除去を行い、選択めっきプロセスによる高信頼性MIC基板が出来上がる。

この高信頼性MIC基板は、すず一鉛はんだ接合状態で135°C、1,000時間保存後も接合強度の劣化は見られなく、ワイヤボンディング性も25μmφ金ワイヤの超音波ボンディング後の平均接合強度は、5g以上と良好なボンディング性を示している。

また、最小導体幅及び最小導体間隔は、導体膜厚5μmに対して20μmまで可能であり、パーニング精度についてもほぼマスクの寸法精度まで実現でき、±3μm程度であれば容易に満たすことが可能である。

4. むすび

集積化モジュール製作技術の一例を述べた。ここに取り上げたX帯集積化受信機モジュールは、1.1GHzの帯域において-35°Cから+57°Cの温度範囲内で利得平たん度1.4dBp-p以下、利得温度変動0.4dBp-p以下、雑音指数も全温度範囲で4.5dB以下の性能を持っている。また、モジュールの設計に用いたCAD手法はパターン要素入力機能と座標設定機能を持ち、マスク製造工程の短縮に有効である。製造技術面では、選択めっきプロセスにより、銅薄膜層と金薄膜層との間にNiめっき層を設け、はんだ拡散防止処置を施したMIC基板について述べた。このMIC基板は、優れた信頼性を持つものである。

参考文献

- (1) 技術の進歩特集、三菱電機技報、64、No.1 (1990)
- (2) 刃刀、川上、西田：Xバンド受信機モジュール、電子情報通信学会技術研究報告、MW89-36 (1989)
- (3) 高殿ほか：マイクロ波ICパターンのCAD、電子情報通信学会技術研究報告、ED88-123 (1989)
- (4) 伴ほか：高信頼性MIC基板、三菱電機技報、61、No.3 (1987)
- (5) 川上ほか：MIC受信機モジュール、昭和60年電子通信学会半導体・材料部門全国大会、No.258、p.1-73 (1985)
- (6) 川上ほか：マイクロ波IC用In系はんだの低温評価試験、電子通信学会半導体・材料部門全国大会、p.181 (1981)
- (7) T.Shinsei, Y. Kawakami, T. Fukushima, M. Shimodaira : An application of FMECA to the MIC of space use, Proc. ISTFA-80, p.100 (1980)

電力系統需給計画支援システム

伊与田 功* 須藤剛志* 土井 淳**

1. まえがき

近年、種々の要因により、電力系統運用は厳しいものになっている。その要因は、各電力会社の置かれた状況によって異なるが、それぞれ厳しい対応を迫られている。そのため、火力発電における石炭の効率的利用、季節変動の大きい水力エネルギーの効率活用、LNG火力発電所の運用、DSS(Daily Start Shutdown)運転(需要に合わせ火力機を昼間のみ運用し、夜間は停止すること。)など多様な検討が必要になっている。

このような状況から年間の各発電所の運用計画を策定するいわゆる年間需給計画も、従来のように年間の総需要電力量(エネルギー)を、水力・火力・原子力などの各供給力でいかに分担するかを検討するだけでは不十分で、各時間ごとの需要電力(パワー)を各供給力で、どのように分担すれば制約条件も満たしつつ、かつ効率的かを検討する必要がでてきた。

現在は、人間の経験と判断を中心として計画が策定されているが、電力系統の規模は拡大する一方であり、従来の手法では限度があるので、計算機による支援システムが不可欠になりつつある。本稿では、実例を挙げてこのシステム開発の現状を説明する。

2. 年間需給計画の概要

図1は、1時間刻みで作図した年間需要曲線の一例である。4月から5月のゴールデンウイーク、8月の旧盆、年末年始には需要が大きく落ち込んでいる。また、夏季と冬季に需要が高く、春秋は低い。また、平日は需要が多く、休日は少ない。このように、種々の要因によって電力需要は変動するので、これに合わせて発電する必要がある。

図2に1日の需要曲線と内訳の概念を示す。需要は、一般(流込式及び貯水式)水力発電、原子力発電、火力発電、他電力会社との融通、公営企業体等からの購入、及び揚水式発電の各供給力により賄われている。需給計画システムとは、計画年度の需要を想定し、各供給力の諸元をもとに最も経済的な発電計画を決定することである。図3は、システムの処理プロセスフロー図である。各供給力ともそれほど重要であるが、特に難しいのは、需要から、一般水力、原子力、融通、及び購入の供給力を減じた負荷(火力揚水分担負荷)を担う火力ユニットと揚水ユニットを多くのユニットの中から選択し、どのような発電出力にするか決定することである。

年間需給計画システムの重要な点は、前述した火力、揚水発電の運用計画のアルゴリズムであるが、それに加えて、実際の需給計画策定に用いるということから次のような機能が要求される。

(1) 広汎なデータを効率的に扱う機能

例えば、発電機一つを取っても、定格出力、自動周波数制御装置(AFC)最大出力、熱効率、燃料種別、LNGタンクの容量(LNG火力機)、補修期間等多くのデータを必要とする。また、水力に関しては、天候等の確率的要因を統計的手法で考慮するため、過去の実績

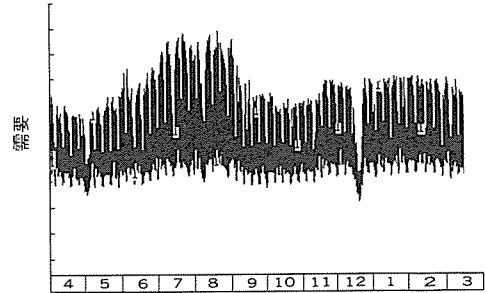


図1. 年間需要曲線

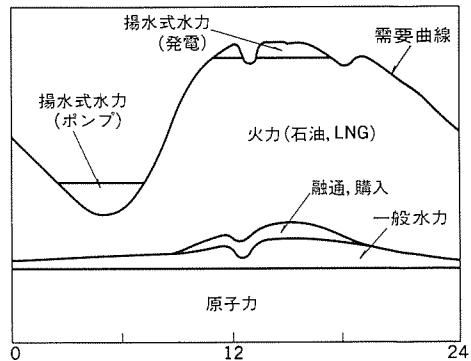


図2. 日間需要曲線と供給力内訳

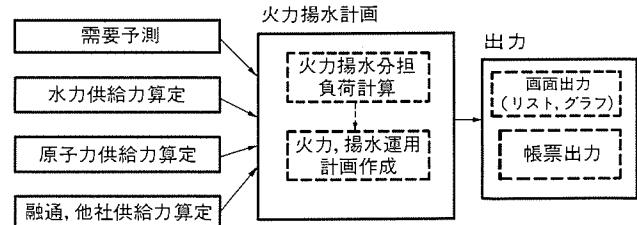


図3. 年間需要計画支援システムの処理プロセスフロー図

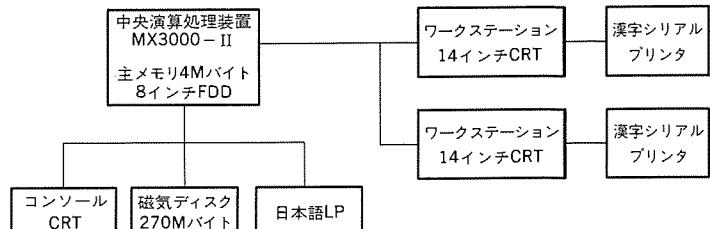


図4. ハードウェア構成(例1)

データが必要になる。他電力からの融通や共同火力、公営企業体からの購入量も模擬する必要がある。この場合、融通・購入のパートナーは相手ごとに異なり、また、それぞれ曜日・季節によっても異なる。これらのデータを短時間に編集できる機能が必要である。また、原子力計画、融通計画等は、複数の担当者によって計画策定されるので、それぞれが必要なデータを表示し、編集できる必要がある。

(2) 従来業務との連続性

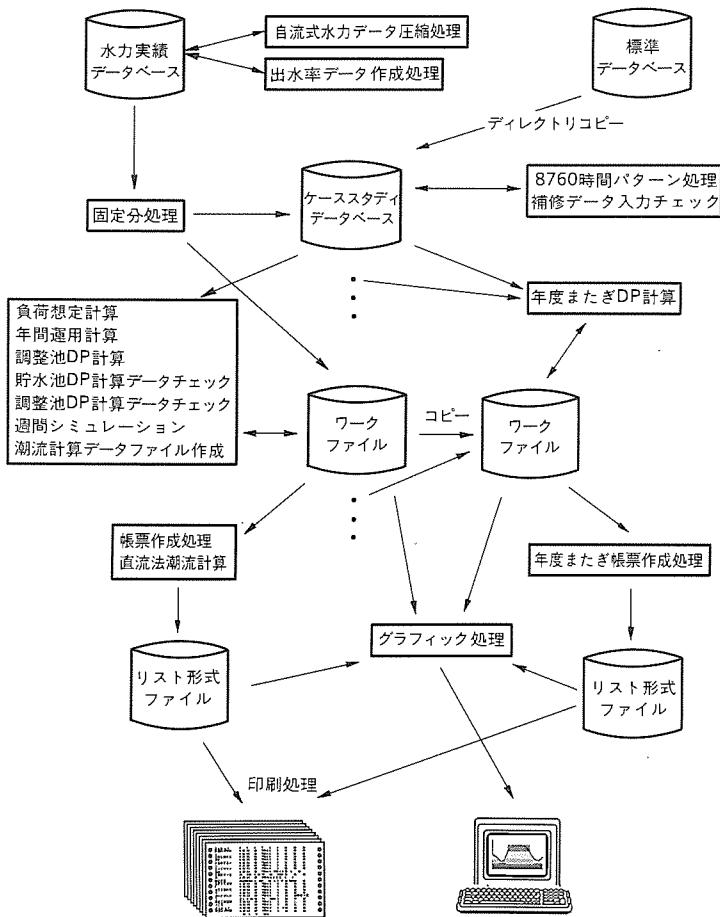


図 5. ソフトウェア構成 (例 1)

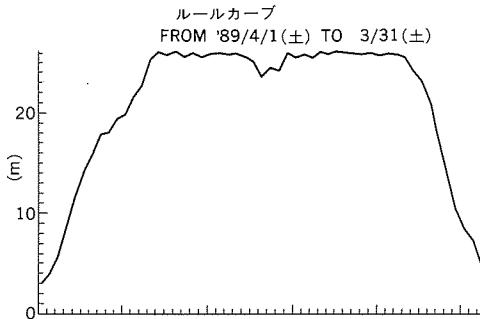


図 6. 貯水池水位の年間変化

実務では、既に計算機を用いて種々の指標を計算し、計画に用いている。新しいシステムも同じ指標が出力でき、実務者が無理なく新システムに移行できる必要がある。

3. システム例

以下、2システムの実例を説明する。

3.1 スーパーミニコンによるシステム例⁽¹⁾

(1) システム構成

図4は、システムのハードウェア構成である。マシンは、スーパーミニコン(三菱MX/3000II)を使用し、マルチワークステーション(三菱M3305)を2台端末として接続している。

このシステムの特徴は、運用上求められる様々な制約を満足しつつ、幾つかの部分的な最適化を行い、年間のフィジブルな解を求めることがある。図5はソフトウェア構成である。システムには、水力機の出力や需要の時間ごとの実績データと検討ケースごとの計

算を制御するケースデータが格納されている。計画者はメニューに従い、幾つかの計算プログラムを実行し、最終的に年間の計画を帳票に出力し、またグラフィック画面に表示する。

(2) アルゴリズム

需給計画には、幾つか経済的な最適化が要求される項目があり、通常その目的関数として、燃料費と発電機の起動費の最小化が採られる。ここでは最適化問題として、貯水池運用と制約付き燃料配分問題を取り上げて説明する。

貯水池運用とは、季節によって大きく変動するダムへ流れ込む水の流入量を、かんがい(灌溉)や観光のための放流などの水系運用上の制約、ダムの貯水容量や各水路の容量などの物理的制約を考慮しつつ、経済的に水力エネルギーを利用することである。大きな貯水池では、例年春先の融雪期に水位が上昇し、冬の降雪期までの間にその貯水エネルギーを発電に利用するという計画が立てられる。その間に原子力や高効率の火力機が定期補修で停止するなど、供給力構造が変化する場合に、その最適解が変わってくる。計画手法としては、動的計画法(ダイナミック プログラミング法、DP法)を適用し、年間の最適計算を行う。特に水系上、複数の貯水池が連接されている場合、互いの運用の影響が考慮できるように多次元DPが用いられる。図6に貯水池の年間水位曲線の計算結果例を示す。

制約付き燃料配分とは、検討期間の燃料使用量が燃料計画によってあらかじめ与えられている場合に、それをいかに経済的に各発電所に配分するかという問題であり、 γ 修正法というラグランジュの未定乗数法によって最適化される。これは、燃料の制約量と配分量の差に未定乗数 γ を乗じ、 γ の値を逐次修正することにより、最適計算を行うものである。この問題は、火力機の起動停止スケジュールによって大きく影響を受けるため、システムの起動停止スケジュール策定ルーチンと整合を取る必要がある。

これらの最適計算を行う場合、検討期間が1年間など長期に及ぶ場合、1時間ごとの詳細なスケジュールを1年を通して求めるには膨大な計算時間がかかるため、近似的な方法が用いられる。例えば、1週間の負荷を4時間帯で代表させ、各週にその使用量を配分するグローバルな計画を立て、次にその配分量にのっとって、各時間の詳細な計画を立てるという方法がある。

このようにして週間に配分されたエネルギーを、次に各週の詳細なシミュレーションによって各時間に配分する。このシミュレーションにより、各水力機、揚水機、火力機の1時間ごとの出力が決定され、結果が幾つかのファイルに分割されて格納される。最終的に、これらのデータを統合してリスト形式のファイルを作成し、計画策定に利用される。また、リスト形式の出力は、細かな数字の検討には適しているが、状況を一目で把握することには不向きな面もあるため、このシステムでは計算結果をグラフィック表示する機能を備えている。

3.2 EWSを用いたシステム例⁽²⁾⁽³⁾

(1) システム構成

需要実績などは、計算機センターの大型計算機に格納されている。また、最近着々と進められている自動化の一環として、電力系統の諸データが大型計算機に集められる傾向にある。一方、マンマシン性能やファイル管理性能を考えると、今後の計画システムはエンジニアリング ワークステーション(EWS)上に構築される方向にある。したがって、EWSと大型計算機を結び、ホストの蓄積データを利用できることがシステムの不可欠な要件となってくる。このシス

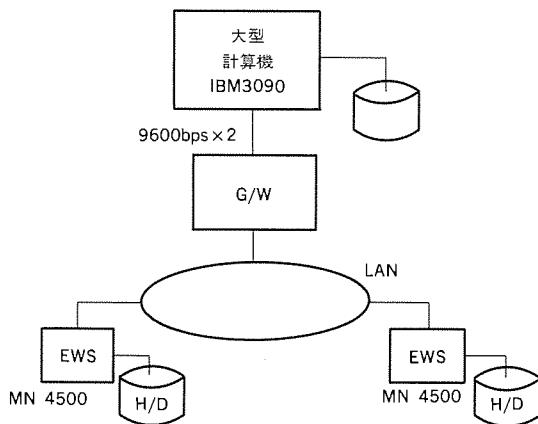


図 7. ハードウェア構成 (例 2)

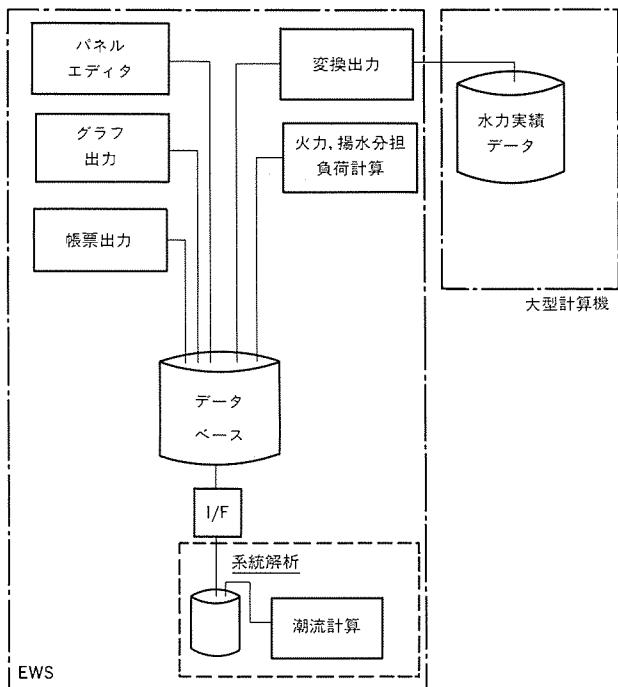


図 8. ソフトウェア構成 (例 2)

テムは、このような点を考慮して設計された。図 7 にハードウェア構成を示す。

年間需給計画システムの本体は、当該部門事務室に導入された EWS (三菱MN4500) 上に構築され、実績データは、計算センターの大型計算機 (IBM3090) 上に格納されている。EWSと大型計算機はゲートウェイ装置を介し、9,600bpsの伝送線路 2 回線で結合されている。

図 8 は、ソフトウェア及びファイルの構成を示している。このシステムは、入出力データを統合したデータベースファイル (DB) を中心とし、大型計算機上の需要と水力発電に関する実績データ、DB 上のデータを編集するパネルエディタ (PE) モジュール、グラフ出力モジュール、帳票出力モジュール、火力揚水分担負荷モジュール等で構成されている。データベースは、EWS 上に一つだけ存在し、原子力計画担当者、火力計画担当者、融通担当者などが、並行してそれぞれの担当の入力データを更新することになるので、すべての計画者が同一の最新データで計画策定を行うことができる。

(2) アルゴリズム

一般に、どのようなアルゴリズムを用いるかは、短時間に結果を

優先順位	定格出力	最低日付	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	60	59	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	60	59	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
3	60	59	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
4	60	59	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
5	60	59	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
6	60	59	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
7	66	44	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
8	75	54	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
9	125	46	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
10	156	50	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
11	156	50	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
12	156	52	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
13	156	53	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
14	156	50	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
15	156	42	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
16	156	42	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
17	600	200	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
18	156	38	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
19	156	53	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
20	156	52	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
21	156	60	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
22	600	230	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
23	600	200	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
24	156	35	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
25	156	35	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
26	156	35	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
27	156	35	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
28	156	35	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
29	375	103	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
30	375	103	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
31	450	161	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
32	450	170	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
33	450	170	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
34	450	170	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
35	450	161	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
36	600	250	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
37	600	200	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
38	600	200	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
39	375	103	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
40	375	103	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
41	600	215	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
42	156	54	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
43	250	65	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
44	250	65	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
45	250	63	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

注 0 = 停止, 1 = 並入, 2 = 強制並入,
3 = BOG制約並入, 4 = 制御室制約並入,
5 = DSS運転, 7, 8 = 試運転, 9 = 緊急停止

図 9. 運転モード表

出せること (1 ケース 0.5 時間程度), また, 今後 10 年程度の期間で予想される状況変化に対して柔軟に対応でき, かつ, 系統運用条件の厳しい場合でも結果を得られるよう安定したアルゴリズムであることなどを考慮し, かつ電力会社の状況に合わせ, 適宜選択することが必要である。

システムの開発に当たっては, 各時間断面の系統周波数維持能力や発電予備力及び年間のDSS回数制限を守りながら, 火力発電・揚水発電を経済的に運用することが重要なテーマであった。運用経験から, 余剰発電を防止するためにDSSは, 夜間の需要が低い日に実施していることが知られているので, 毎日の需要の最低値で決定されるガイドライン関数 G_{DSS} を導入し, 年間のDSS回数制限を週間の制限に配分して, 各火力ユニットと揚水発電所の週間運用計画を作成する。このアルゴリズムにより, 計算時間の大幅な削減が図れる。

(3) マンマシン インタフェース

前述のように需給計画には, 1,000種類以上の項目の広汎なデータが必要になるとともに, その計画策定に当たっては, 関連部門との膨大なデータのやりとりが頻繁に発生し, 種々の計画パラメータの変更を繰り返して計算が実行される。このため, データの取扱いが簡便で, プログラムの実行結果の見通しの良いことと計画策定を効率化する上で重要な課題である。この点に関し, EWSの長所を生かし, 図 8 に示したデータベースシステムとグラフィック機能を応用した入出力方式を採用した。データベースシステムには, データベースの 1,000 種類以上の項目を管理し, 項目の追加などが容易にできる支援機能, データベースの内容を各計画用ソフトウェアから統一的に入出力できるアクセス機能, データベースの内容を大幅に一括して処理するためのテキスト化機能, コピー機能, ヘルプ機能, 帳票作成機能がある。帳票には, 官庁届書式に従ったものと計画実務で用いる帳票の一つで従来の計算プログラムでも出力されていた。日別に, 火力発電機 1 台ごとの運転モードを出力する帳票の例である。このような表により, データの出力がどの程度で実現できるか簡単に把握することができる。

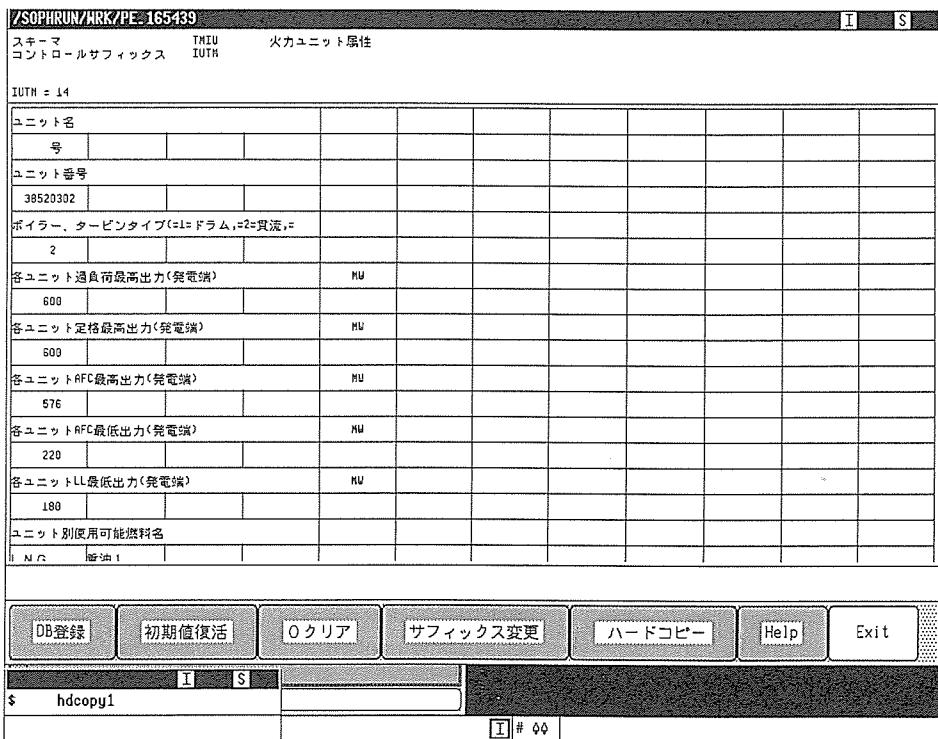


図10. パネルエディタ画面

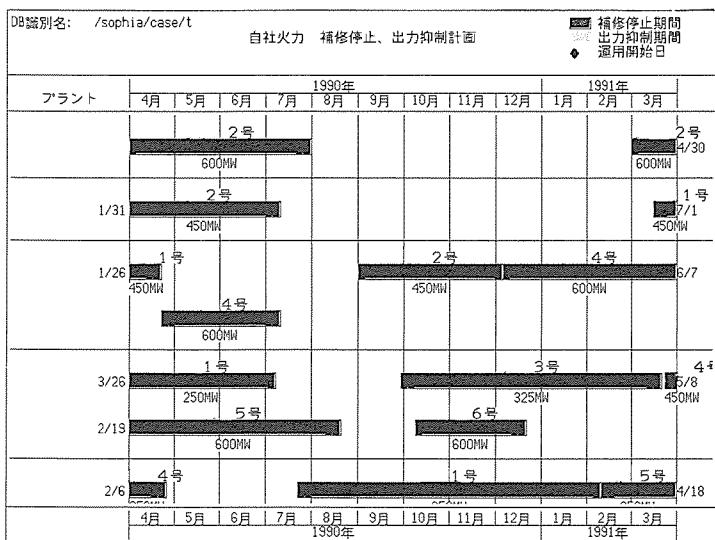


図11. 線引表画面

マンマシン インタフェースとしては、画面上の表のデータ欄(セリ)のデータを編集することで、データ変更のできるパネルエディタ機能(図10参照)や、需給計画策定業務の中で最も変更が多発する補修行程をビジュアルに表示することによって、入力データの現状をすばやく把握することを目的とした線引表ユーティリティ機能(図11参照)、また変数の時間変化をグラフ的に把握するためのグラフユーティリティなどの機能がある。

4. 今後の展開

今後、需給計画策定業務はより高精度を要求され、また、他部門との緊密な連係を要するものになる。このような状況を考慮すると、年間需給計画システムは、外部のシステムと融合できることが基本要件になる。紹介したシステムは、各時間断面の各発電機の出力状況が把握できるので、このデータを系統解析システムに送って潮流

状態を解析することにより、策定した計画が、系統運用面からみてフィジブルであるか容易に確認することができる。

また、燃料部門に対しては、LNGの消費可能量や、石油使用予測、また、どのような時期に最も厳しい状況になるかを具体的に示すことができるようになる。

図7に示すように、各部門の計画用EWSが大型計算機に接続されれば、大型計算機を介してデータ交換が可能になり、他部門の文書資料からデータを入力する必要もなくなり、より高速に計画を策定することができるようになる。

5. むすび

需給計画支援システムは、電力会社のノウハウの集合であり、その開発においては、最初の業務分析、ノウハウのアルゴリズム化が重要であり、開発の全過程で電力会社の御指導が不可欠であった。関係の方々に深く感謝する。年間需給計

画は、日々の系統運用の基礎環境を決定するものであり、これらの計画支援システムで、経済的でかつ不確定要素にも強い年間需給計画を策定することにより、電力系統の高信頼度化に貢献できるものと考えている。計画支援システムは、実務で使用することによって完成していくものであり、今後一層の研究を進めたい。

参考文献

- (1) 吉田ほか：年間制約条件を考慮した需給計画策定支援システムの開発、電力技術研究会資料 PE-88-55 (1988)
- (2) 片山ほか：時間単位の電源運用状態を把握できる年間需給計画システムの研究、電力技術研究会資料 PE-88-54 (1988)
- (3) 年間需給計画支援システム、三菱電機技報、64, No. 1, p.39 (1990)

水中サンドポンプ用大容量油封式水中電動機

本多正人* 池田雅博* 川口和孝*

1. まえがき

水中ポンプ用電動機は、土木工事の際のゆう(湧)水の排水、家庭戸の取水などの小容量機から、工業・土木・農業かんがい・水道用水などの中容量の水利用設備ポンプまで幅広く利用されている。

このたび、奥野電機(株)経由(株)栗本鐵工所に海砂採取サンドポンプ駆動用の550kW油封式水中電動機を開発・納入した。この電動機は、従来のものと比較すると画期的大容量機である。しかも、最大100mの高深度で使用されるため、設計・製作上、特別に考慮を払わなければならない点が多い。

その主な内容としては、次の4項目が挙げられる。

- (1) 機械損失の低減
- (2) 大容量均圧装置
- (3) 軸封装置
- (4) ケーブル接続部の耐水性

ここでは、上記4項目の技術的課題とその解決策を中心に述べるとともに、サンドポンプ及び油封式水中電動機の概要も紹介する。

2. 水中サンドポンプの概要

水中サンドポンプは、建設用コンクリート骨材に使用される海砂の採取用として開発されたものである。その大きな特徴は、ポンプ及びその駆動用電動機が一体となり、水中下で海砂を採取するシス

テムにある。このたび納入したポンプ及び電動機の概略仕様は、次のとおりである。

ポンプ……片吸込遠心式水中渦巻ポンプ、口径550A

揚水量……4,800m³/h

全揚程……20m

回転速度……500rpm

電動機……550kW、三相3,300V、60Hz、深度最大100m

図1に水中サンドポンプのシステム構成を示す。このポンプ装置は、電動機出力軸端に羽根車がオーバーハングして直付けされており、ポンプと電動機全体が水中に没した状態で海底の砂を吸い上げる方式のものである。ポンプ部が水中にあり、吸込口が海底の砂の間近にあるため、非常に効率の良い吸い上げ作業が可能となっている。

従来のポンプ装置は、油圧モータによるポンプ駆動方式が採用されていたが、海砂採取船の大型化や砂採取地の高深度海域への移行に伴い、装置の大容量化が成されることになった。大容量のポンプを油圧駆動する場合には、高出力の油圧モータの製作が困難なために、従来の油圧モータを複数台組み合わせて同時駆動しなければならないが、これでは装置の複雑化及び駆動効率の低下を招いてしまう。このような背景のもとに、水中サンドポンプの電動機化が計画されたものである。

海砂採取事業は現在のところ、西日本地区を主に操業が行われて

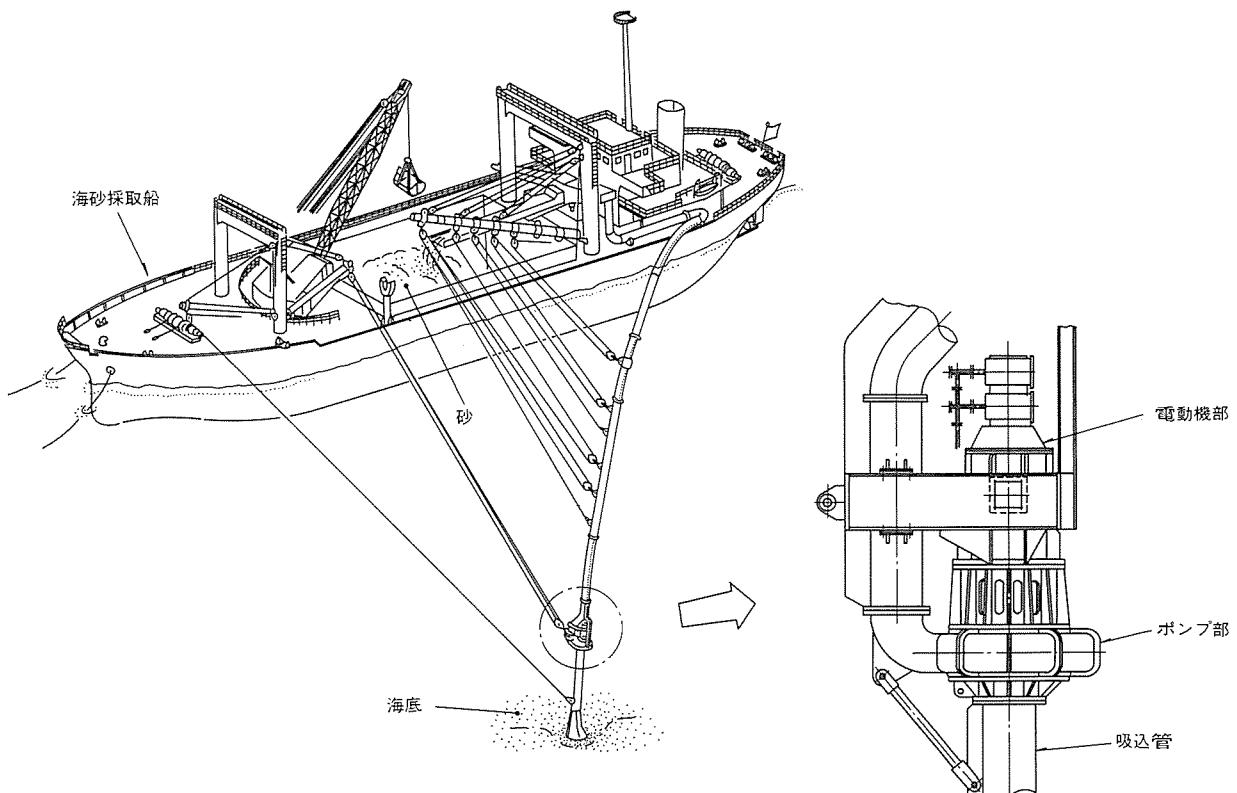


図1. 水中サンドポンプのシステム構成

いるが、東日本地区でも採用が検討されており、事業拡大の方向にある。また、最近の山砂の減少とも相まって、水中サンドポンプの需要は今後増加するものと考えられている。

3. 油封式水中電動機の構造

水中電動機は、電動機内部に封入する流体の種類によって、水封式、油封式及び乾式の3方式に分類される。表1に3方式の納入実績を示す。今回の電動機は、軸受性能と高深度におけるシール性及び外被構造物の耐圧力性を考慮し、軸受の潤滑と内外圧の均圧を可能とする油封式を採用した。図2に550kW電動機の外観写真を示す。図3には構造断面を示す。

以下に、油封式水中電動機を構成している各要素の特長を説明する。

(1) 均圧機構

電動機内部に油を封入し、均圧装置との組合せによって内外圧をバランスさせる油封均圧構造とした。均圧装置の容量は、温度変化による封入油の膨脹、収縮及び深度圧による収縮の変化量を補償するのに十分なものとしている。また、均圧装置のばね圧によって電動機内部の油圧を外部水圧から幾分高めにすることにより、外部からの海水浸入防止を図っている。

(2) 軸封装置

電動機の軸貫通部は、タンデムに組み合わせたメカニカルシール二組を配置する二重シール構造としている。これにより、万一、ポンプ側のメカニカルシールが破損した場合でも電動機側のメカニカ

表1. 水中電動機の納入実績

項目	方式 油封式 水中サンドポンプ用*	水封式	油封式	乾式	油封式	油封式
出力(kW)	550	37~450	75~130	55~200	1.5~4.5	0.7~12.5
極数	14	4~16	6~24	4~20	4	4
電圧(V)	3,300	低圧、 3kV級、 6kV級	低圧	低圧、 3kV級、 6kV級	低圧	低圧
深度(m)	~100	数十程度	数十程度	10程度	~2,000	~6,500
台数(台)	1	約100	約20	約100	5	6

注 *は今回製作分

ルシールでシールすることができるので、シールの信頼性を高めている。

(3) 軸受

ころがり軸受を採用しており、潤滑は電動機内部に封入された油で行われる。ポンプが発生する大きなスラスト荷重及びラジアル荷重を支持する負荷側軸受には、負荷容量の大きい背面組合せの円すいころ軸受を、反負荷側の案内軸受には円筒ころ軸受を採用している。

(4) 絶縁

固定子コイルには、特に耐熱性の優れたエポキシ系ワニスとマイカを主絶縁材に使用しているので、長期にわたり高い耐熱寿命が保証できる。また、真空加圧含浸により、耐水性・耐油性を持つとともに機械的強度も優れたものとなっている。

(5) ケーブル

水中で使用されるケーブルには、一般地上ケーブルの特性のほかに、次の内容が要求される。

- (a) 浸水課電による絶縁性能の低下がなく、耐水性に優れること。
- (b) 機械的強度に優れること。
- (c) 可とう性があり、取扱いが容易なこと。

当社の長年の実績から、固定子用及び計装用共にキャブタイヤケ

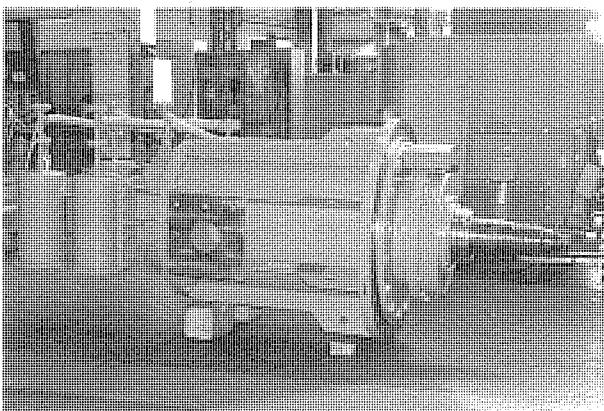


図2. 油封式550kW水中電動機の外観

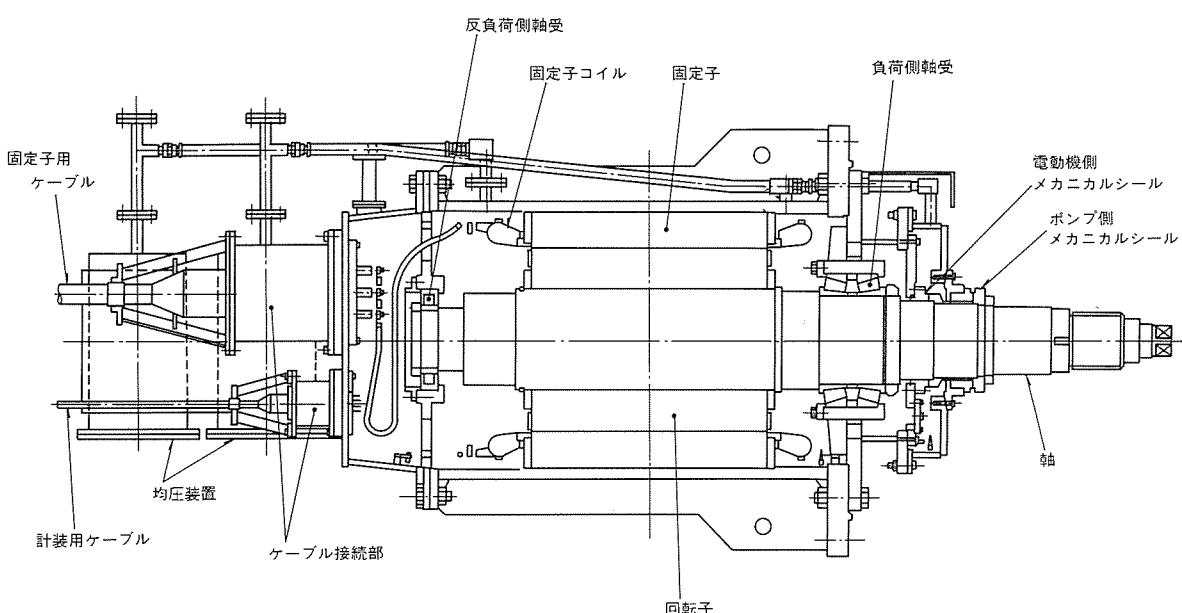


図3. 油封式550kW水中電動機の構造断面

一ブルを選定した。固定子用ケーブルは4心とし、そのうちの1線は本体接地用に使用している。

さらに、ケーブル外周には、外傷防止のために強固な保護チューブが挿入され、信頼性の向上が図られている。

(6) ケーブル接続部

ケーブル接続部には、外部からの海水浸入はもちろんのこと、電動機内部の油も漏れてはならない。このため、ケーブル端部にはゴムモールドを施行し、電動機側には密封端子を設けている。これにより、外部の海水及び内部の油に対して完全なシールを施している。

今回の接続部構造の採用により、ケーブルの接続及び取外し時に、電動機の封入油を抜く必要がなくなり、分解・組立ての作業が非常に容易なものとなっている。

(7) 軸材

軸材は過酷な使用条件をも考慮し、引張強さ85kgf/mm²級のクロムモリブデン鋼を採用した。これにより、過負荷耐量の向上を図っている。

(8) 防食

海水中で使用されることから、その防食対策が重要となってくる。軸封装置部分のスリーブ及びメカニカルシールなどにはステンレス鋼を使用し、鋼板製の外被構造物には入念な下地処理とエポキシ樹脂系の防食塗装を施している。軸端は、ポンプのスリーブ及び羽根車などの部品で覆われ、Oリングシールを併用することによって海水とは完全に接しない防食構造になっている。

(9) 保護

一般的には、陸上用電動機と保護の考えは同じであるが、水中で使用される特殊性により、以下の保護装置を標準装備として設けている。

(a) 漏水検知器：海水浸入の検知。電動機内部に2個、メカニカルシール室に1個の合計3個を内蔵。

(b) 固定子コイル用サーチコイル：過負荷検知用

4. 大容量・高深度における技術的課題とその解決

4.1 機械損失低減対策

電動機の損失は、鉄損・銅損・機械損などに大別することができる。油封式電動機の場合には、回転子が油中で回転することによって生じる機械損失が、全損失の大半を占めている。この機械損失、特に回転子と固定子の空げき間に発生する円筒摩擦損失を低減することが大きな課題である。以下に、この問題に関する設計のポイントを簡単に説明する。

単純形状の円筒摩擦損失を求める計算式は、論文・文献などで紹介されている。しかし、実際の電動機の回転子は、複雑な形状をしているので、設計・製作に当たっては理論式と実際のデータを比較検討し、より現実に即した計算式を採用している。

円筒摩擦損失と電動機の寸法諸元、流体の物性値、及び回転数の関係は次式(1)によって示される。

$$P \propto \nu \cdot R^3 \cdot \omega^2 \cdot S^{-1} \cdot \rho \cdot L$$

ここで、 P ：損失 S ：空げき長

ν ：流体の動粘性係数 ρ ：流体の密度

R ：回転子外半径 L ：鉄心長

ω ：回転角速度

上記の関係式から次のことがいえる。

(1) 損失は、空げき長 S が小さくなると反比例して急激に増加する。



図4. 回転子の外観

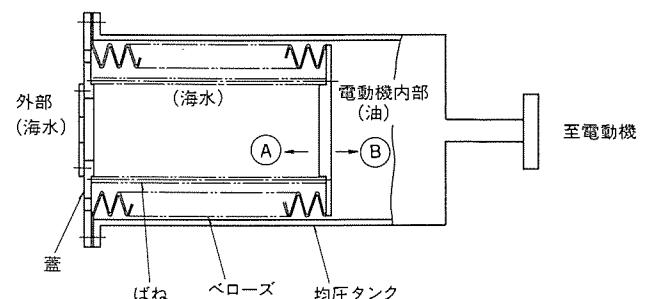


図5. 均圧装置の構造断面

電動機の力率を向上させるためには、空げき長を狭くする必要がある。しかし、その取り方によっては損失が増大し、効率に大きな影響を与えることになる。

(2) 損失は、鉄心長 L 及び回転子外半径 R の3乗に比例する。したがって、回転子はできるだけ細長い形状にした方が損失の低減に効果がある。

(3) 固定子及び回転子の表面は平滑にする。

以上の基本的な設計方針のもとに、回転子と空げき長は、力率及び効率の双方を考慮した上で合理的な最適値にする必要がある。その際、回転子形状としては、外径を極力抑え細長くすることが望ましい。また、固定子及び回転子の表面は、極力滑らかな表面となるよう加工方法に工夫を施した。図4に回転子の外観写真を示す。

4.2 大容量均圧装置

電動機内部に封入された油は非圧縮性であるから、深度圧10kgf/cm²で加圧されても油の収縮量は無視できるほど小さい。したがって、油の温度が変わらなければ、電動機の内部と外部には圧力差は生じない。しかし、現実的には運転中の温度上昇や周囲温度の変化によって、油の容積が変化するので、これを調整して内部と外部の差圧をコントロールする均圧装置が必要となる。均圧装置の容積変化量は、次式によって決まる。

$$\text{容積変化量} = \text{封入油の容積} \times \text{温度変化} \times \text{膨脹係数}$$

本機の均圧装置の容量は、油の容積変化量に加えて油封入時の残存空気の変化量も考慮して決定している。均圧装置は、電動機本体用として3個、メカニカルシール部用として1個の計4個が設置されている。

今回の均圧装置のペローズは大容量であることから、下記の項目を考慮した上で構造及び機構を決定した。

(1) 圧力、温度変化に対して、正確に時間遅れなく追従すること。

(2) 日常の保守・点検が容易な構造であること。

(3) 耐油性・耐海水性のある材質であること。

(4) 大形のペローズであるが、製作性に優れていること。

ペローズも材質、形状によって各種あるが、今回の場合は特に容

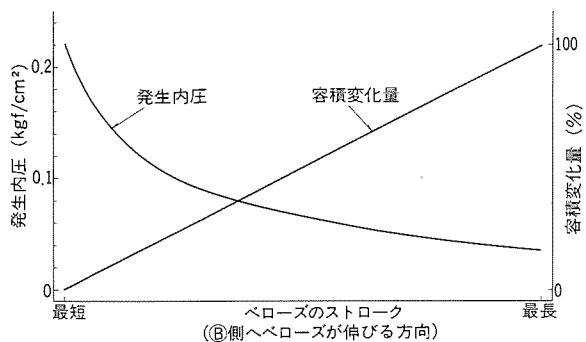


図6. ベローズの容積変化量と発生内圧

量が大きいために、上記仕様を満足するゴム製のアコードィオン方式のベローズを採用した。

均圧装置は図5に示すように、均圧タンク、ベローズ、ばね及びふた（蓋）から構成され、ベローズによって電動機内部と外部は区切られている。ベローズは、電動機内部の油の膨脹・収縮による容積変化に追従して、Ⓐ側・Ⓑ側いずれかに移動し、圧力がバランスした位置で止まることになる。また、ばね圧によって電動機内部の油圧を外部水圧より幾分高めにすることにより、外部からの海水浸入を防止している。

均圧装置の機構上、ベローズの確実な動作が不可欠であることから、下記4項目のベローズ動作確認試験を実施した。試験は、油と水を交互に出し入れすることによって行い、4項目いずれも良好であることを確認した。

- (1) ベローズの伸縮の動きがスムーズであること。
- (2) 容積の変化量に対して、Ⓐ側・Ⓑ側共に追従すること。
- (3) 圧力変化に対して、Ⓐ側・Ⓑ側共に追従すること。
- (4) 電動機側の圧力が外部に比べ、幾分高い圧力となること。

図6にベローズのストロークと、容積の変化量及び電動機内部側

の発生圧力の関係を示す。これらは、すべて実測した値である。同図において、容積の変化量は直線性を示していることが分かる。これは、温度変化に対しても良好な調整が可能であることを示している。また、発生内圧も、シールに十分な圧力値であることが確認できた。

4.3 軸封装置（大軸径メカニカルシールによる軸シール）

水中サンドポンプの大容量化に伴い、ポンプ重量及びラジアル荷重が大きくなる。このため、電動機軸径を大きくする必要があるが、必然的にメカニカルシール部の軸径も大きくなり、周速も速くなる。メカニカルシールの実際の適用に際しては、運転状態における軸のたわみ及び振動などの影響を加味した上で構造を決定する必要がある。また、取り扱う流体がスラリー（海砂）を含む海水であるため、しゅう（摺）動端面の材質決定及び耐スラリー性に優れた構造についても十分な検討が必要である。

上記条件を満足するため、基本構造は図7に示すとおり、静止形のメカニカルシールを同じ向きに配置するタンデムシールとした。

摺動端面の材質は、それぞれのメカニカルシールに要求される機能に応じて選定した。ポンプ側メカニカルシールは、異物の侵入を防ぐのを目的としているために、耐スラリー性が高く、長寿命が期待できる耐摩耗性に優れた摺動材の組合せとした。電動機側メカニカルシールは、封入油の漏れを最小限にとどめるために、漏れ量が少なく、良好な潤滑性能をもつ摺動材の組合せとした。

シールに必要な摺動面圧を与えるスプリングを、海水に接しないように固定環側に設けているので、スラリーによる摩耗、あるいは閉そくすることがなく、耐スラリー性に優れている。さらに、周速が速くなってしまっても、スプリングに遠心力が作用しないので、安定したシール性能を維持することができる。

軸のたわみと振動に対しては、摺動端面材を各々の角形のゴム製クッションリングによって完全にフロートさせることにより、たわみ

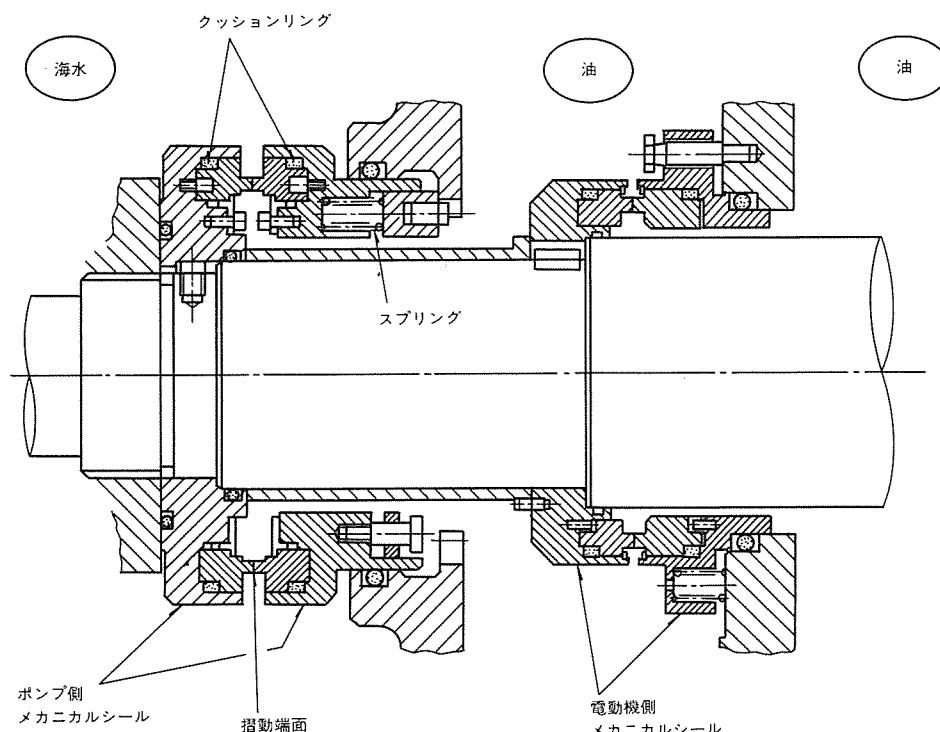


図7. メカニカルシールの構造断面

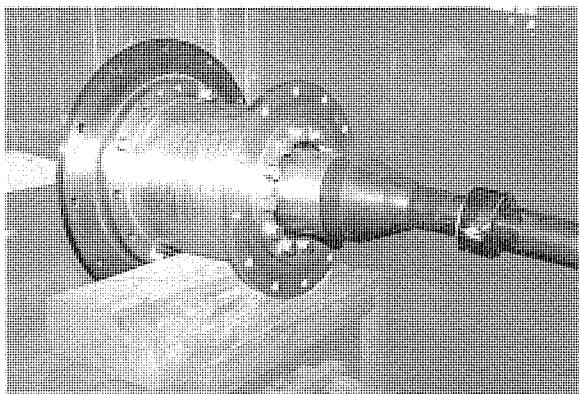


図8. 固定子用ケーブルモールド部の外観

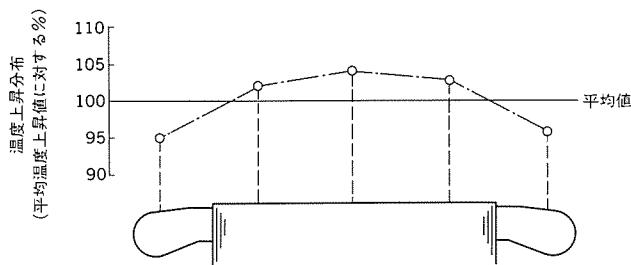


図9. 温度試験時の各部の温度上昇分布

みへの追従性及び振動吸収性を向上させている。

以上のように、メカニカルシールの耐スラリー性及びシール性能について考慮を払っている。そのシール性は、実際にたわみを加えての静止耐圧試験及び電動機へ組込み後の運転で、いずれも漏れは認められず良好なものであった。

4.4 ケーブル接続部の耐水性

電動機の封入油を抜かずに、ケーブル接続部の分解・組立てが容易にできるように、ケーブル接続部は空気室としている。そのため、最大100mの深度圧10kgf/cm²が外水圧として作用することになる。したがって、ケーブル端部のモールド部は、3,300Vの高電圧と10kgf/cm²外水圧に耐えることが要求される。図8に、固定子用ケーブルのモールド部外観写真を示す。

耐水性と電気絶縁性を得るために、ゴムモールドを実施した。また、ケーブルの呼吸作用でケーブルの心線を伝ってくる可能性のある水気は、ケーブルに水切処理を施した。このように、ケーブルの水切処理とゴムモールドを組み合わせることにより、外部からの海水浸入に対して完全な耐水構造としている。

ケーブルゴムモールド部の信頼性を確認するため、耐水圧試験及び電気特性試験を次の要領で実施した。これらの結果は、すべて問題なく良好であった。

- (1) 耐水圧試験 (試験圧力は深度圧の1.5倍で15kgf/cm²) : 定圧試験及び加圧サイクル試験
- (2) 電気特性試験 : 耐電圧、絶縁抵抗及び導通

5. 一般特性

5.1 温度上昇

水中電動機の周囲環境は、空気と比べて熱伝達、比熱共に格段に大きい海水によって囲まれている。このため、陸上用電動機と比べると、極めて冷却効果は優れている。しかし、前にも述べたように大容量の水中電動機は、回転子の円筒摩擦損失の低減を目的として鉄心長の長い形状としている。そのため、固定子の長手方向の温度分布に関して、局部的な過熱がないか確認試験を実施した。図9は、本機を等価負荷法で温度試験した際の固定子コイルの温度上昇値の分布を示したものである。最も温度上昇の高い箇所は鉄心の中央部分であるが、平均温度上昇より4%高い程度である。この結果から、当初の設計予想どおり適切な冷却が十分に行われていることが確認された。

5.2 効率、その他

油中で回転する電動機ということで、特にその効率が気になる点である。通常の水封式水中電動機の一般的な効率は、83~90%である。今回の電動機は、前述の機械損失低減対策を盛り込むことにより、90%を超える高効率を達成することができた。

電動機を構成する部品ごとの耐圧漏れ試験完了後に組立完成品に関する耐圧漏れ試験を実施した。この結果、電動機本体、密封端子部はもちろんのこと、メカニカルシール部分からの油漏れも全く認められなかった。

振動、各部の温度上昇、絶縁抵抗などに関する詳細試験を実施したが、極めて満足できる成果を収めることができた。

6. むすび

海砂採取用サンドポンプ及び油封式水中電動機の概要を紹介した。本稿で説明したように、このシステムは電動機とポンプが有機的に組み合わされており、しゅんせつ(浚渫)・埋立用としても利用でき、今後ますます用途は拡大するものと思われる。

また、電動機は油封式とすることにより、数千mの深海でも使用可能であり実績もある。

四方を海に囲まれた我が国では、無限の可能性を秘めた海洋の開発は極めて重要な課題である。この油封式水中電動機が、今後の海洋開発、特に海底資源の開発に少しでも役立つことができれば幸いである。

参考文献

- (1) 日本機械学会:技術資料, 管路・ダクトの流体抵抗, 117~119 (1979)
- (2) 脇坂ほか:高圧水中モータの絶縁, 三菱電機技報, 48, No. 3 (1974)
- (3) 和田ほか:大型水中モータ, 三菱電機技報, 48, No. 10 (1974)
- (4) 富永ほか:2,000m深海潜水調査船用電機品, 三菱電機技報, 54, No. 3 (1980)

配線レス大電流用プリント基板

林 悟* 足立敏治* 風間 務* 崎田喜久雄**

1. まえがき

エレクトロニクスの飛躍的な進歩により、情報化と自動化を統合した生産システムとして、FAあるいはCIMの概念が提唱され、多くのメーカーがその方向に向けて生産方式の変革を図りつつある。

特に、インバータ、サーボ及び主軸制御装置等の大電流制御用電子機器分野では、電子デバイス及びその実装技術の顕著な進展により、小型化・高性能化の技術革新が生産方式の変革に加えて急速に進歩した。さらに、今後一層、製品あるいは生産形態の革新を図るために、製品の設計方式及び生産方式を根本的に見直すことが必要と考えられる。例えば、サーボ制御装置は、制御回路部分とパワー回路部分によって構成されている。制御回路部分の配線には、プリント回路基板(P板)を用い、パワー回路部分では、ワイヤハーネス(W/H)を用いて配線されている。

一方、その配線組立作業については、P板ではほとんど自動化が達成されているが、W/Hでは人手によって配線組立てをせざるを得ないのが実状である。ちなみに表1に、P板配線方式とW/H配線方式の比較を示す。同表に示す7項目の比較では、全般的にP板配線方式が優れていることが分かる。特に、製品の小型化に対しては、高密度配線の点及び生産方式のFA化・CIM化に必要な配線の自動化の点で、P板配線方式が格段に優れている。ところが、P板配線方式には、適用可能な電流範囲がW/H方式よりも小さいという短所があり、実際、サーボ制御装置など、数十アンペアを通電するパワー回路では使用されていない。

しかし、今後、大電流制御用電子機器の小型化、高性能化及び生産方式の変革を図る上では、パワー回路部にも適用可能な大電流用P板技術の開発が必要と考え、配線レスパワーP板技術を開発した。本稿では、その概要を紹介するとともに応用製品例も併せて示す。

2. パワーP板技術の課題

周知のように、P板は多くの製品に実用化されて久しいが、電流値でみれば、従来例は微少電流用途が多い。パワーP板は、大電流制御用電子機器のパワー回路用途が主であり、表2には、基本的なパワー回路の例と主要な構成部品の例を示す。すなわち、パワーP板では、パワーモジュールあるいは抵抗体などのパワー回路部品を実装したり、P板導体パターンに大電流を流すことが必要となる。

さらに、P板と部品の電気接続は、はんだ付け及びねじ締めによることが多い。ねじ締めでは、スルーホールの形成が必要となる。一方、パワー回路部品の平面への投影面積はかなり大きく、これらの部品を高密度に実装してもある程度の大きさが基板には必要となる。すなわち、パワーP板には、下記の点が必要と考えられる。

- (1) 大電流の通電に対して、基板温度及び部品温度を許容値以下に設定できること。
- (2) 現状で多用されている挿入部品のはんだ付け、あるいはパワーモジュールなどのねじ締め接続が可能で、高信頼性のこと。

(3) 大きな基板寸法が容易に製作できること。

(4) 多層化によって高密度配線が可能なこと。

(5) 性能・コスト・信頼性の点でW/H方式より優れていること。これらの点がパワーP板として満たすべき要件であり、課題と考えられる。以下に、これらの課題解決について検討した内容を示す。

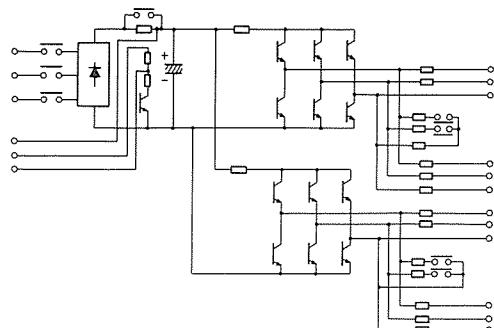
2.1 基板材料の選定

表1. 配線方式の比較

項目	設計の標準化	適用範囲の制約	高密度配線	誤配線の防止	配線・組立ての自動化	組立工数の低減	熟練作業者の必要性
プリント回路基板	○	△	○	○	○	○	○
ワイヤハーネス	△	○	×	△	×	△	△

注 ○: 優, ○: 良, △: 可, ×: 不可

表2. パワー制御回路例と主要構成部品



部品名	寸法 (mm)			接続法		電流 (A)
	縦	横	高さ	はんだ	ねじ	
トランジスタモジュール	130	86	27	—	○	37
ダイオードスタック	80	40	27	—	○	30
パワートランジスタ	53	36	24	—	○	30
セメント抵抗	20	13	45	○	—	20
回生抵抗	151	152	100	—	○	3
電解コンデンサ	φ65		106	—	○	20
パワーリレー	59	38	60	○	—	20
コネクタ	118	13	35	○	—	2
端子台	80	21	22	○	—	40

P板設計における基板材料の選定は、重要なステップである。表3には、従来の基板材料について、パワーP板用の基板としての観点から比較検討した。同表から明らかのように、パワーP板用の基板として有機系リジッド材（ガラスエポキシ基板など）と金属ベース基

表3. パワーP板用基板材料の比較

	放熱性	スルホール接続性	多層化構成	基板寸法自由度	コスト
有機系リジッド基板	△	◎	◎	◎	◎
金属ベース基板	◎	✗	△	◎	△
ホーロー基板	○	△	△	○	△
セラミックス基板	○	✗	✗	△	△

注 ◎: 優, ○: 良, △: 可, ✗: 不可

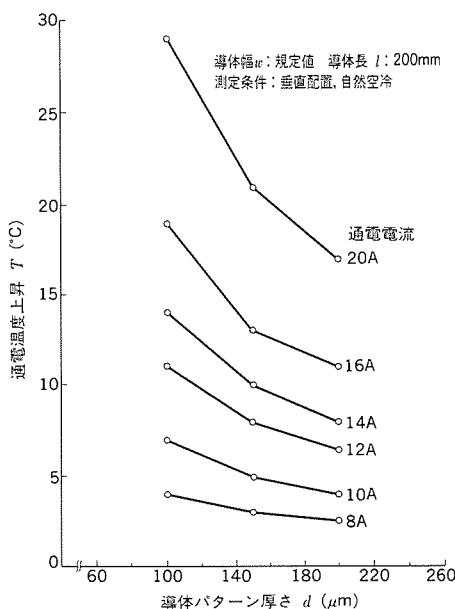


図1. 導体パターン厚さと通電温度上昇の測定結果

表4. 層構成と通電温度上昇の測定試料と測定結果

測定試料	単位: °C			
	内装銅はく	表面銅はく (導体パターン)	表面銅はく (導体パターン)	表面銅はく (導体パターン)
試料A	36.6 _a 160 1.6 _b 0.6 _c d	ガラスエポキシ基材 ガラスエポキシ基材	ガラスエポキシ基材	ガラスエポキシ基材
試料B				
試料C				
通電電流				
10A	2	3	5	
20A	7	12	21	

板（アルミベース基板など）が、それぞれ良好であることが分かる。しかし、より良好な有機系リジッド材でも放熱性の点では、難点があることが分かる。したがって、基板材料としては、まず産業用途として一般的で実績の多いガラスエポキシ基板とし、以下の検討で残された放熱性の課題を解決することとした。

2.2 導体パターン幅・厚さと通電温度上昇

P板導体パターンの発熱量は、ジュール熱で定まるので、大電流の通電によって著しく発熱量が増える⁽¹⁾。ジュール熱の要因となる導体抵抗は、導体パターン幅・厚さで規定されるので、結局、パワーP板では、その値の設定は極めて重要なとなる。従来、導体パターン幅・厚さの設定は、IEC Pub 326-3に準拠することが多い。

ところが、その規格では、電流の適用範囲がせいぜい10A程度までであり、大電流を流すパワー回路用途には十分ではない。例えば、2kW×2の2軸サーボ制御装置では、最大通電電流が28Aにも達する。したがって、上記の規格範囲外なので、実際にそのような大電流を導体パターンに通電した場合の温度上昇を、モデルテスト基板を製作して実測した。テスト基板は、基板材料としてガラスエポキシ板を使用し、所定のパターン厚さ(d)及びパターン幅(w)の導体パターンを1本あるいは複数本を形成した。温度測定は、熱電対とサーモピュアを用いた。測定条件は、垂直配置・自然空冷である。測定結果の一例を図1に示す。同図から通電温度上昇は、導体パターン厚さとともに単調減少し、実験的に次式で示される。

$$\Delta T = k_1 \cdot d^\alpha \cdot I^2 \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 ΔT : 通電温度上昇

d : 導体パターン厚さ

I : 通電電流 (実効値)

k_1, α : パラメータ

である。

同様に、導体パターン幅依存性も求められ、次式で示される。

$$\Delta T = k_2 \cdot w^\beta \cdot I^2 \quad \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 w : 導体パターン幅

k_2, β : パラメータ

その他の記号は式(1)と同じ。

これらの実験式により、所定の通電電流に対して、許容温度上昇値を規定することで、導体パターン幅及び導体パターン厚さを容易

に設定することができる。パワーP板では、構成部品が大きく、かつ数も多いのでP板面積が大きくなる傾向にある。したがって、あまり通常は用いない5mmないし10mmなどの広幅の導体パターンを用いることが可能である。さらに、導体パターン厚さも、従来は35μmあるいは70μmなどの厚さの銅はくを使用することが多かったが、それ以上の厚い銅はくの積層板を使用する。

これらの方策により、ガラスエポキシ基板でも実用的レベルで、大電流を通電することが可能となった。なお、極端に銅はくを厚くしたり、幅広パターンを用いることは、例えば、製造プロセス上の問題あるいは製品の小型化に逆行し、実際、電流値としては、~40A級の範囲が効果的な実用範囲と考えられる。

2.3 P板層構成と通電温度上昇

P板の通電温度上昇に対しては、放熱性の観点から層構成も重要な要因と考えられる。したがって、P板の層構成が通電温度上昇にどのように関係するかを、表4に示す3種類のモデル層構成試料で検討した。

ここで試料Aは、銅はくが表面と内層と裏面の3層構成であり、試料Bは、銅はくが表面と裏面の2層構成である。さらに、試料Cは、銅はくが表面の1層のみであることが特徴である。それぞれ、層構成が異なること以外は、3モデル試料とも同じ寸法で製作した。ただし、試料厚さのみ、銅はくの有無相当分、厚さが異なる。導体パターンは、表面の銅はくに表4に示す配置・寸法で形成し、通電温度上昇を実測した。測定条件は、縦置き・自然空冷である。通電電流は、10A及び20Aである。測定結果も表4に示す。同表から明らかなように、同じ導体幅・厚さの導体パターンでも層構成の違いにより、通電温度上昇が著しく異なることが分かる。すなわち、内層銅はくあるいは裏面銅はくにより、導体パターンの通電温度上昇が、1/2~1/3に低減した。

この効果を更に実証するために、熱解析シミュレーションを実施した。解析モデルは、表4に示すモデル層構成試料とほぼ同じとし、導体パターンの通電本数の効果も含めて検討するために、計算上の必要性から導体本数のみを7本に変更した。その解析結果を図2に示す。横軸には導体パターンの通電本数、縦軸には通電温度上昇を示す。通電電流は、20Aとした。その結果、図から明らかなように、通電本数1本では試料Aで9°C、試料Bで13°C及び試料Cでは42°Cの温度上昇があり、層構成の差異によって通電温度上昇が異なる結果が得られた。この解析結果は、実験結果と数値的な差異はあるがほぼ同様の結論と考えられる。通電本数が3本及び7本へと増加するにつれて、低減率も約1/3~1/2に変わると、内層銅はく及び裏面銅はくの存在が、通電温度上昇の低減に効果的であることが分かる。この現象は、導体パターンの発熱が、ガラスエポキシ層を介して内層銅はくあるいは裏面銅はくに伝達し、熱伝導率の良好な銅はくにより熱が拡散され、広い面積で放熱が行われることによると理解できる⁽²⁾。

2.4 P板上の部品発熱による温度上昇

パワーP板には、表2に示すパワーモジュール、抵抗体などパワー回路部品を実装する。パワー回路部品は、往々にして発熱の著しい部品があり、その部品発熱によってP板温度も影響される⁽¹⁾。ここでは、発熱部品としてセメント抵抗を挙げ、セメント抵抗に通電した場合のP板温度上昇の検討例について示す。この検討では、図3に示す構成のテストP板試料に、20mΩ×10Wの抵抗を実装したモデル試料を用いた。試料は、P板を縦置き・自然空冷とし、図3に示す T_{R1}

~ T_g までの6点の温度を測定した。その測定結果も図3に示す。図から明らかのように、通電電流の増大とともにセメント抵抗の表面温度 T_{R1} は、著しく上昇する。それについて、セメント抵抗の端子温度 T_{R2} 及び端子付近の導体パターン温度 T_{P2} も上昇することが分かる。

使用したセメント抵抗は10W定格であり、定格許容電流としては約22Aである。しかし、実際に20A通電を試みた場合では、抵抗端子付近の導体パターンが61.5°Cも上昇することが分かる。このように大きな上昇値は、製品仕様の使用環境温度を55°Cと設定した場合に最高116.5°Cとなり、ガラスエポキシ基板の長期耐熱性としては、低

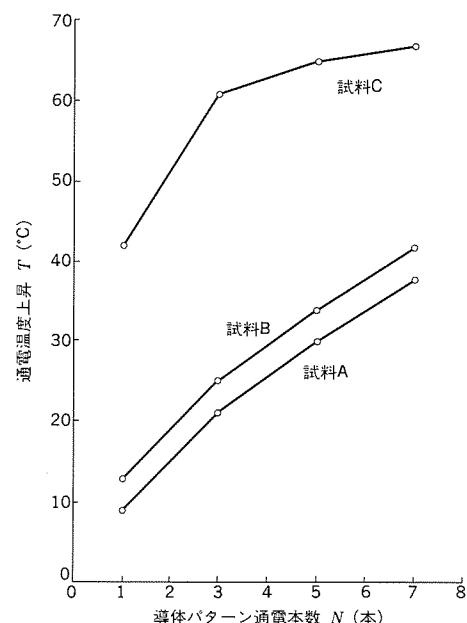


図2. 層構成と通電温度上昇の熱解析シミュレーション結果

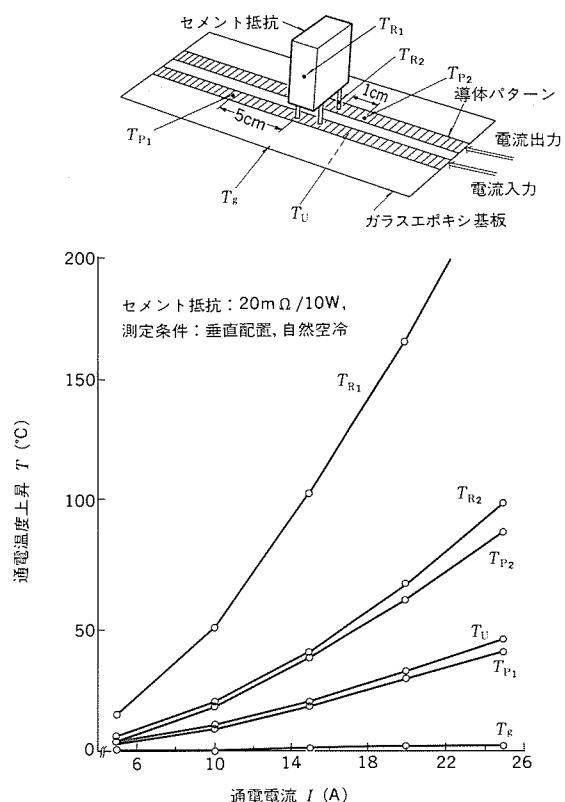


図3. セメント抵抗実装テスト基板の通電温度上昇の測定結果

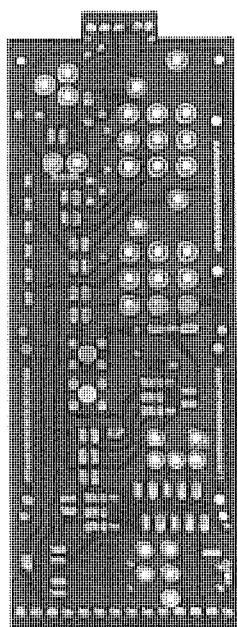


図4. パワーP板開発品



図5. パワーP板実装品の実機運転温度評価

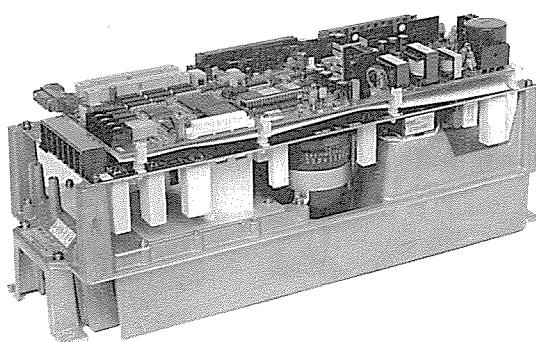


図6. サーボ制御装置 “MR-S11”

減が必要と考える。その対策には、次のことが考えられる。

- (1) 抵抗では、できるだけ小さい抵抗値を用いる。
- (2) 冷却フィンなどを取付け、放熱性を向上させる。
- (3) 熱抵抗の小さい放熱経路を形成し、他への熱伝達を図る⁽³⁾。

実際には、それぞれの対策には、回路上及び構成上の制約があり

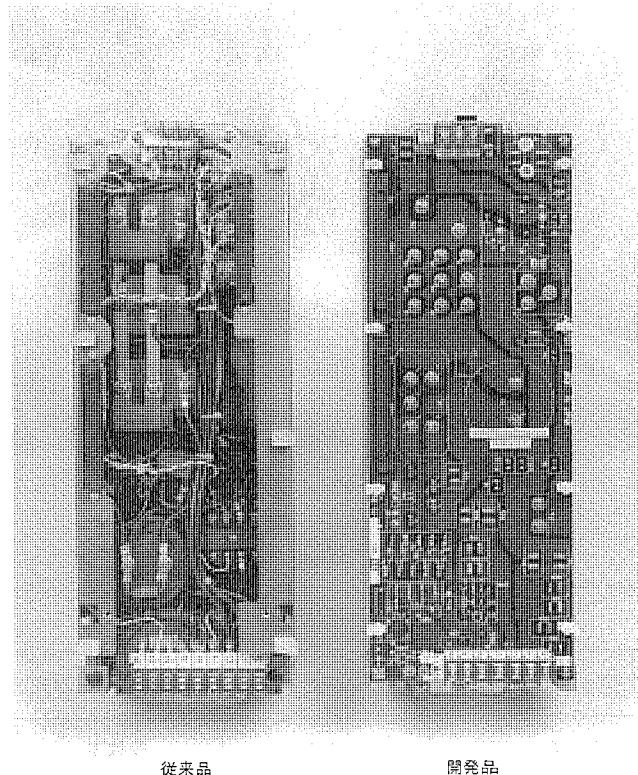


図7. 開発品“MR-S11”(右)
と従来品“MR-S1”(左)の回路配線の比較

得るが、その制約を解決することが必要と考えられる。例えば、回生抵抗($13\Omega/200W$)の放熱性向上に対して、冷却フィンの取付け、新放熱経路の形成で著しい温度低減を達成できた。なお、部品によるP板温度上昇は、ダイオードモジュール等のパワーモジュールでも観察されており、同様の対策が必要と考えられる。

3. パワーP板の開発試作

前節に示した検討結果を反映させ、 $2\text{ kW} \times 2$ の2軸サーボ制御装置用のパワーP板を開発試作した。基板材質は、ガラスエポキシ銅張積層板を使用し、通常用いられる製造プロセス(サブトラクティブ法)によって製作した。パワーリード部の最大通電電流は28Aであり、2.2節の検討結果に基づき厚銅はくを用いた。さらに、構成は高密度化を図るために4層構成とし、それぞれの層に対しては、2.3節の検討結果に基づき、層方向への放熱性向上を図った。

図4には、開発試作したパワーP板の外観を示す。同図に示す大きな穴径のランドでは、パワーモジュールなどのねじ締め部品とP板導体パターンを電気接続し、小さな穴径のランドでは、セメント抵抗などのはんだ付け部品を、はんだ付けによってP板と電気接続する。したがって、パワーリード部の配線が、全くW/HなしでパワーP板1枚で可能となった。

さらに、このパワーP板の性能試験、信頼性試験及び耐環境試験を実施し、良好な結果を得ている。図5には、実施した実機運転性能評価試験結果の一例を示す。その試験では、パワーP板に部品を実装し、実機運転によってパワーP板の温度測定を実施した。温度測定は、サーモピュア及び熱電対を用いた。図5から明らかなように、P板の最高温度は、室温 24.5°C に対して 69°C であり、十分な性能であることが分かった。

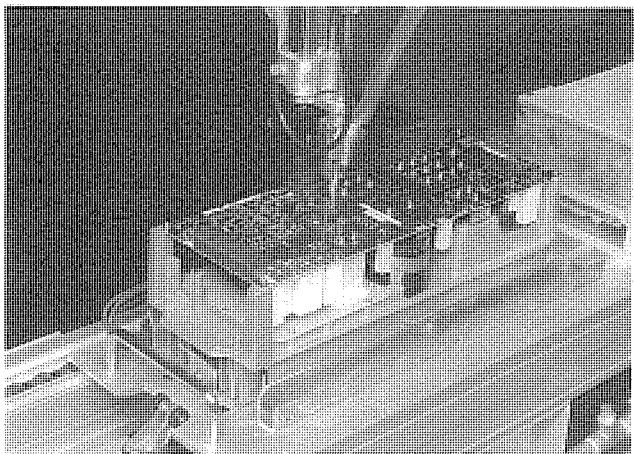


図8. ロボットによる配線組立ての例

表5. パワーP板適用の効果

	開発品(MR-S11)	従来品
パワー回路配線方式	プリント回路配線方式	ワイヤハーネス方式
配線本数	0本	多数本
ねじ本数(従来比)	0.5	1
作業時間 (従来比)	配線組立て	0.3
	検査試験	0.3

4. パワーP板を応用した製品

4.1 応用製品例

数値制御用サーボ制御装置“MR-S11”(1軸型)及び“MR-S12”(2軸1体型)の2機種にパワーP板を適用した。“MR-S11”及び“MR-S12”シリーズでは、小容量から中容量(20W~4.5kW)までの容量シリーズすべてにパワーP板を採用している。図6に“MR-S11”的外観を示す。

図7は、従来のW/H方式の製品と、今回開発したパワーP板方式の製品でのパワー回路部の配線状態の比較を示す。図に示すように、パワーP板方式によるパワー回路接続では、パワー回路部品であるパワートランジスタ、ダイオードスタック等をねじ止めでパワーP板と接続し、他の端子台、コネクタ、抵抗類の付属部品等はすべてはんだ付けでP板に実施することにより、W/Hのないすっきりとしたパワー回路構成になっている。その結果、パワー回路特有のハーネスの微妙な引き回しによるノイズ耐量等のばらつきがなく、安定かつ均一な品質が確保されている。

4.2 パワー回路配線の組立自動化

“MR-S11/12”サーボ制御装置のパワー回路の配線組立ては、次のように行われる。まず、基板はんだ付け部品をパワーP板に実装する。パワーモジュール等のねじ締め部品は、あらかじめ金属基台の所定の位置にロボットで載置し、部品の端子とパワーP板のランドが合致するようにパワーP板を配設し、ロボットによるねじ締めで電気接続する。図8には、ロボットによるねじ締めの例を示す。図のように、P板取付け面の一方向側のみからのねじ締めで電気接続が可能となり、パワー回路配線組立ての自動化が達成された。

その結果、パワー制御用電子機器でも、部品・実装・組立て・検査・試験・出荷のそれぞれの工程を結合した、自動化一貫製造ラインの構築が可能となった。

5. パワーP板の適用効果

パワーP板をサーボ制御装置“MR-S11/12”シリーズに適用し、パワー回路の配線組立てを自動化できた。その結果、組立て・試験の作業時間が表5に示すように改善された。従来品では、主にW/Hで回路配線を実施していたので、配線本数がかなり多数あったが、パワーP板化したことによって0本となった。さらに、従来は、はんだ付け部品を使用できなかった部分でも、パワーP板の採用によってはんだ付け部品を増し、ねじ本数を従来比の約1/2に低減できた。その結果、組立て・試験の作業時間は、従来比の約1/3に減少できた。

その上、製品の信頼性でも、耐ノイズ性等の点で製品のばらつきが減少し、均一性が図られ、配線の信頼性が格段に向上した。

6. むすび

パワー回路などの大電流用に適用可能なパワーP板技術を確立し、サーボ制御装置に適用を図り、配線組立ての自動化・高信頼化を図ることができた。今後は、その技術をベースに更に次の課題に取り組み、展開を進める予定である。

- (1) 適用製品の拡大：現状ではW/Hを用いている他の多くのパワー制御用電子機器にもパワーP板技術の適用を図り、配線組立ての自動化・高信頼化を図る。
- (2) 大容量化：今回開発したパワーP板技術は、小～中容量の機種に適用している。さらに、大容量機種向けのパワーP板技術開発を行い、適用拡大を図る。

これらの課題解決を通じ、インバータ、サーボ及び主軸制御装置などのパワー制御用電子機器の小型化・高性能化あるいは配線組立ての自動化・高信頼化によって顧客のニーズにこたえていきたい。

参考文献

- (1) 伊藤：プリント配線板の熱対策、電子材料、26, No.10. 27~34 (1988)
- (2) 高橋ほか：高放熱タイプアルミコア多層プリント配線板、電子材料、26, No.10, 77~83 (1988)
- (3) 日本機械学会編：電子機器の冷却技術、技報堂出版 (1987)

大電力Xバンドクライストロン

林 和孝* 田中利二* 逸見和久* 家喜洋司* 山下進一*

1. まえがき

クライストロンは、高出力・高効率・高利得・長寿命であること、また增幅管であるため、出力・周波数の調整が容易であり、安定動作であるなどの特長により、大電力マイクロ波の必要な機器に使用されている。当社では、1965年に初めてSバンドの電子線形加速器用パルスクリストロンを開発納入して以来、電子線形加速器用、レーダ用を含めて550本を越すパルスクリストロンを製作、納入してきた。表1に、現在生産しているパルスクリストロンの特性表を示す。電子線形加速器用のうち、5～7MWクラスのせん頭出力を持つものは、主として工業、医療用として、それ以上の出力を持つものは、主として研究用、SOR（シンクロトロン放射光発生装置）入射器用として使用されている。

産業用途における電子線形加速器は、高いエネルギーの電子線、X線源として、がん治療等の医療用及びX線非破壊検査等の工業用に使用されている。しかし、Sバンドのクライストロンを高周波源として用いているシステムでは、装置が大型となっている。Sバンドに比べ波長が1/3以下の、Xバンドの高周波源を用いた線形加速器が実現できればシステムの小型、軽量化が可能となる。このことは、線形加速器の応用範囲を広げる可能性がある。しかし、現在利用可能なXバンド高出力高周波源は、マグネットロンかCFAに限られており、しかもその出力はパルスせん頭値で1.5MW未満である。また、将来にわたっても、出力は2MW程度が限度と予想され、線形加速器システムには不十分である。そこで、マグネットロンやCFAに比べて高出力が期待できるXバンドクライストロンの開発が望まれていた。

Xバンドクライストロンは、M.Chodorowらが9GHz、1.2MW出力のものを1959年に試作⁽¹⁾以来、高出力のものは知られていない。近年になって、米国のSLAC (Stanford Linear Accelerator Center)を中心、高エネルギー物理学研究（リニアコライダー計画）用に、1μs以下の特に短いパルス幅で非常に大きな出力（30MW以上）の、Xバンドクライストロンの研究⁽²⁾が始まっている。また、国内でも、高エネルギー物理学研究所で、同じ目的で、大電力Xバンドクライストロンの研究が開始されている。

一方、Sバンドクライストロンの高出力化の技術はかなり確立されており、当社では、30～35MWクラスのクライストロンを生産販売している。筆者らは、これらSバンドの技術を基に、5μsの比較的長いパルス幅を持つ、産業用途のXバンドクライストロン“PV9004”の開発を行った。その設計の概要と動作特性について報告する。

2. 目標仕様

表2に開発目標値を示す。動作周波数9.3GHzでせん頭出力が4MW、飽和利得60dB以上を目標とした。

動作周波数9.3GHzは、高出力マグネットロン等が市販され、高周波部品の入手が容易な周波数である。Xバンドでは、Sバンドに比較し

表1. パルスクリストロンの特性

機種名	周波数(MHz)	せん頭出力(MW)	ビーム電圧(kV)	パルス幅(μs)	用途
PV-3105	2,760	5	140	6	レーダ用
PV-2012A	2,760	5	130	10	線形加速器(研究用)
PV-2012W	2,856	5	130	10	線形加速器(産業用)
PV-2012M	2,856	7	148	10	線形加速器(産業用)
PV-2012S	2,856	10	170	10	線形加速器(研究用)
PV-2014B	2,856	25	245	4	線形加速器(研究用)
PV-3030A	2,856	30	260	4	線形加速器(研究用)
PV-3035	2,856	35	265	4	線形加速器(研究用)

表2. Xバンドクライストロンの開発目標

(1) 電気特性	
動作周波数	9.3 GHz
せん頭出力	4MW
効率	45%以上
RFパルス幅	5μs
パルス繰り返し	200pps
飽和利得	60dB
(2) 機械特性	
寸法(全長)	750mm以下
重量	20kg以下
集束方法	集束コイル
冷却方法	水冷

て、電力密度が約10倍大きくなる（電力密度は周波数の2乗に比例する。）ため、現有のSバンドクライストロン技術を基に、Xバンドクライストロン出力を推定する場合、その出力を、Sバンドの1/10にして考える必要がある。この観点と、加速器システムから要求される高周波電力の下限レベルより、目標せん頭出力は4MWとした。

パルスクリストロンでは、パルス幅が長いほど、大電力化が困難になるが、産業用途への適用拡大を考え、高周波パルス幅と繰り返し周波数は、各々5μs、200pps (pulses per second) のデューティ比1/1,000とした。また、クライストロンの高周波入力としての高周波前段アンプ（高周波ドライバ）に固体アンプが利用できるよう、飽和利得60dBの高い値とした。同等出力のSバンドクライストロンでは、全長が1,300mm、重量が60kgに対し、小型軽量を目指し、全長を750mm以下、重量を20kg以下と設定した。

3. 設計

3.1 設計概要

図1に、一般的なクライストロンの構造を示す。クライストロンは、電子ビームを放射する電子銃、マイクロ波の増幅を行う本体空洞部、マイクロ波出力を取り出す出力窓及び電子ビームを捕そくするコレクタ等から構成される真空管である。電子銃から放射された電子ビームは、集束コイルの作る磁界によって集束され、入力された高周波により速度変調を受け、ドリフトチューブ内を通過し、空

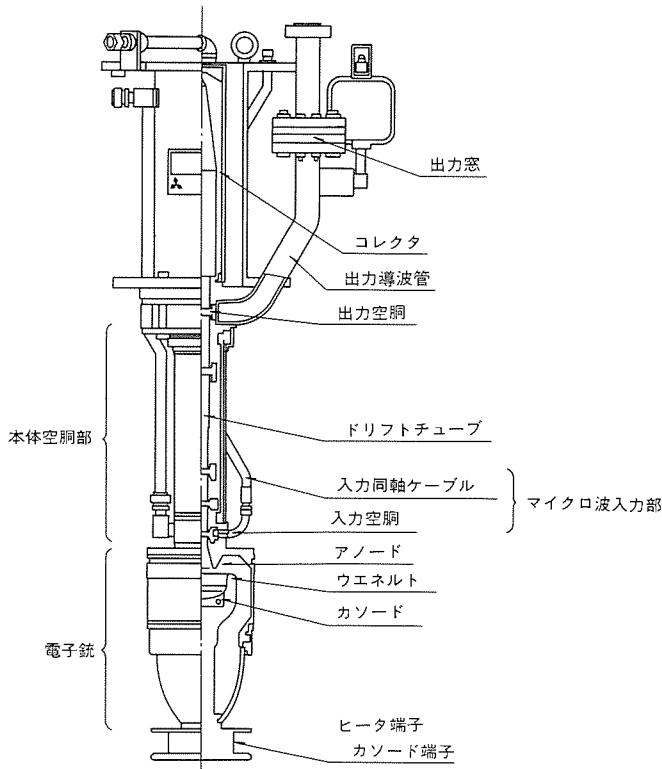


図1. クライストロンの構造

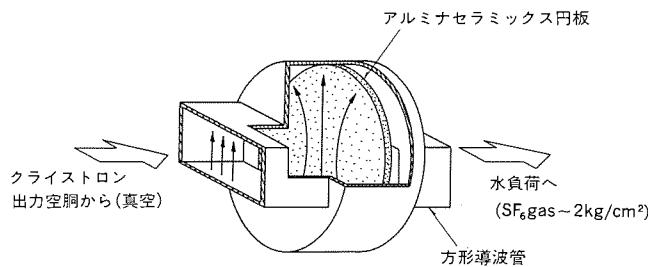


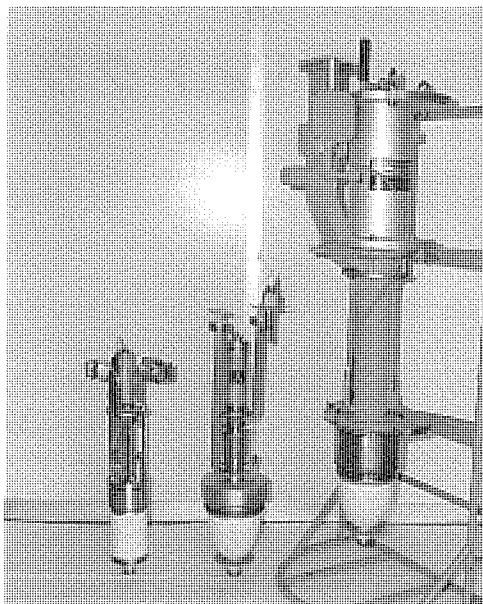
図2. ピルボックス型出力窓の構造

洞と相互作用を行うことによって、集群（密度変調）を生ずる。この集群により、高周波電力は増幅され出力として取り出される。

Sバンドクライストロンと比較して考えると、Xバンドクライストロンは、波長が $1/3$ 以下であるため、空洞、ドリフトチューブ、導波管、出力窓等の高周波構成部品のサイズが小さくなる。しかし、目標出力を得るために、同出力レベルのSバンドクライストロンと同程度の、大電力電子ビームが必要である。そのため、大電力で細い電子ビームを作る電子銃と、電子ビーム集束磁界の設計が難しくなる。また、同出力レベルのSバンドクライストロンに対して、電力密度は約一けた高くなるので、出力窓、出力空洞、出力導波管、及びコレクタの耐電力に注意する必要がある。

3.2 電子銃

電子銃は、カソード、ウエネルト（カソードと同電位）、及びアノード電極から構成される二極管構造である。細く均一な電子ビームを作るためには、カソード面積は小さい方がよい。小さい面積のカソードで、大電力のビームを得ようと思うと、カソードの単位面積当たりのビーム電流値（カソード電流密度）が、非常に大きくなってしまう。寿命を考えると、カソード電流密度は、現状の2倍も取れない。このため、カソード面積は小さいままで、ビーム電流を大きく抑えた（その分ビーム電圧を高くする。）低パービアンスの電子銃



（左:XバンドPV9004、中央:Xバンドプロトタイプ、右:Sバンド）

図3. クライストロンの外観

が必要である。低パービアンスにすることによって、クライストロンの効率も良くなる傾向がある。しかし、ビーム電圧の上昇により、電子銃、空洞等の電界強度が大きくなり放電を起こしやすくなる。耐電圧を考慮し、最大電圧を150kVと定め、効率を45~50%に設定し、パービアンスを $1.1\mu\text{P}$ とする高収れん型で小型の電子銃を設計した。

これに対して、Sバンドクライストロンでは、パービアンスは $2\mu\text{P}$ 程度である。カソードにはSバンドクライストロンで実績のある含浸型カソードを使用した。ウエネルトとアノード電極形状を滑らかにし、その表面の最大電界強度を、ビーム電圧146kV印加時で、 19 kV/mm に抑えた。Sバンドクライストロンの場合で最大値は 29 kV/mm の実績があり、電界強度は余裕ある値である。特に、含浸型カソードを用いたときの高電圧安定性（耐放電性）については、Sバンドクライストロンで実証されている。カソード電流密度は 8 A/cm^2 とした。Sバンドクライストロンでは、 6 A/cm^2 で10,000時間以上の寿命を持っており、ほぼ5,000時間以上の寿命が期待できる。

3.3 空 洞

空洞パラメータは、一次元ディスクモデル計算によって決定した。十分な利得を得るために6空洞とした。ドリフトチューブ径は、 8.3 mm とした。Sバンドクライストロンの空洞に比べ、寸法は、波長比程度小さい。このため、空洞共振周波数を合わせるための空洞工作精度は、厳しく要求される。高周波発振をさけるため、各々の空洞での高調波共振周波数がそれぞれ別の値になるように、空洞の形状を各々それ以外の空洞と異ならせた。入力空洞、出力空洞共に、アイリスを通じての誘導性結合によって導波管に結合している。マイクロ波入力部は、同軸ケーブルの挿入損失による入力の減少を避けるため、導波管入力とした。出力空洞の最大電界強度は、 4 MW 出力時で 81 kV/mm である。Sバンドクライストロンよりもかなり大きい値であるが、Xバンドの加速管空洞での耐電界強度の実験値⁽³⁾を参考にし、達成可能と判断した。

これらの設計条件による一次元ディスクモデル計算の結果では、

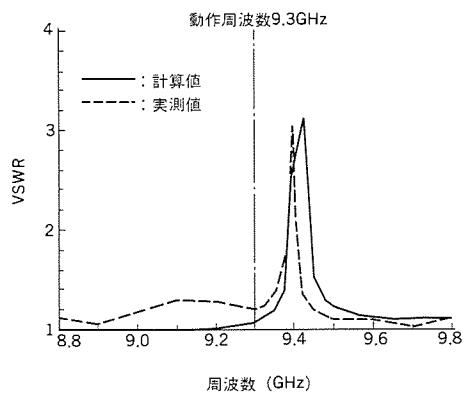


図4. 厚いアルミナ窓のVSWR特性

表3. PV9004の機械的特性

外形寸法	図5参照
重 量	18kg
集束コイルを含む	160kg
集束方法	集束コイル
冷却水	25 l/min
入力、出力	UG-1734u
導波管フランジ	
出力窓加圧	2kgf/cm ² SF ₆ 加圧

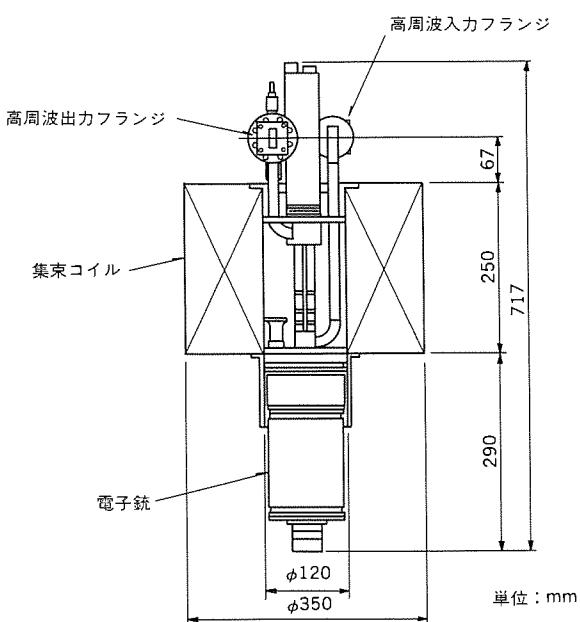


図5. PV9004の外形図（集束コイルを取り付けた場合）

飽和利得62dB、効率で54%となった。

3.4 出力窓

出力窓は、大電力クライストロンで最も事故の多い部分である。出力窓の破損の主なものは、クラックやピンホールがある。これらにより、クライストロンのせん頭出力や平均出力が制限される。出力窓は、図2に示すようなピルボックス型構造で、導波管サイズはWRJ-9である。アルミナセラミックス円板のクライストロン側は真空中に、負荷側はSF₆ガスを2気圧（ゲージ圧）かけている。アルミナセラミックス円板は、高純度（99%以上）のものを用い、表面には、二次電子の放出を抑えるために、チタン酸化膜をコーティングした。

3.5 コレクタ

空洞部を通り過ぎた電子ビームは、アース電位のコレクタに捕され、熱に変換される。熱の集中を避けるため、コレクタ部の漏えい磁界に注意して、表面の発熱密度が500W/cm²以下となるコレクタを設計した。水冷することにより、10kWの電子ビーム電力に耐えられるようにした。

4. 開発上の問題点

3章で述べた設計方針に基づいて、二つのステップで、クライストロンを試作した。第一のステップは、図3の写真中央のもので、基本性能確認用のプロトタイプ クライストロンである。第二のステップは、専用集束コイルも含め、小型化を図った製品化クライストロンである。これらの試作段階での主な問題点は、以下に示すとおりであった。

4.1 出力窓耐電力

初期のクライストロンでは、せん頭出力4MWで、デューティ比の上昇時、出力波形が崩れ、真空リークが出力窓部に発生した。アルミナセラミックス円板の表面には、小さいピンホールが数多く見られ、顕微鏡で拡大してみると、クレータ状に表面の溶融が見られた。

このピンホール発生の原因を探るため、新井氏らの方法⁽⁴⁾により、出力窓の電磁界解析を行った。この解析方法は、マイクロ波導波管回路の結合として解析的に解くので、入力が容易で計算機の負荷が少なく、何よりも解が正確に求められる特長がある。図4に、真空リークを発生した出力窓のVSWRを示す。実線は計算によって求められたVSWR、破線はコールドテストによるVSWR実測値である。動作周波数は9.3GHzであるが、9.4GHzの所に、ゴーストモードと呼ばれる急しゅんな反射がある。出力窓の温度が上昇したとき、アルミナの誘電率が上昇し、ゴーストモードの周波数が下がってくることが、計算によって示された。ゴーストモード共振時は、出力窓内で大きな定在波がたち、アルミナセラミックス円板の表面及び内部で高周波放電が起こり、ピンホール発生に至ると考えられる。動作周波数付近（特に高い側）で、ゴーストモードの発生を避けるために、アルミナセラミックス円板厚を1.5mmから1.0mmに設計を変更した。この薄いアルミナ板の出力窓を持つクライストロンでは、ピンホールの問題は発生しなかった。

4.2 空洞周波数

試作クライストロンの特性を測定すると、クライストロンによって効率・利得にばらつきがあることが分かった。これらクライストロンを分解調査した結果、空洞共振周波数が、設計値からずれていった。原因是、排気の工作プロセス中に空洞にひずみが生じ、共振周波数がずれてしまったためである。対策として、空洞部のストレスを逃がす構造を取るとともに、空洞共振周波数を調整できる構造に変更して、特性のばらつきを減らした。

5. クライストロン特性

5.1 機械的特性

Xバンドクライストロンの外観写真を図3に示す（図中左）。図中右の30MW出力のSバンドクライストロンと比較して、全長で約1/2となった。Sバンドの5MW出力クライストロンと比較しても、全長で45%、重量で70%減少することができた。主な機械的特性を、表3、図5に示す。

5.2 電気的特性

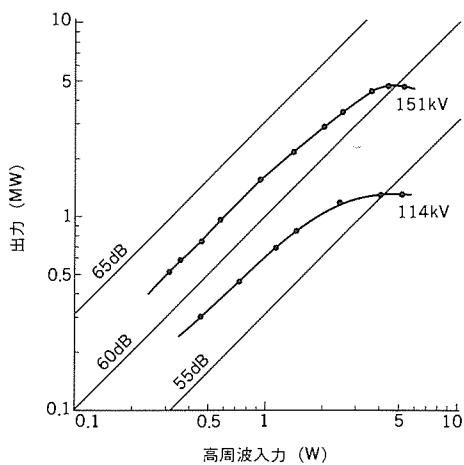


図 6. 入出力特性

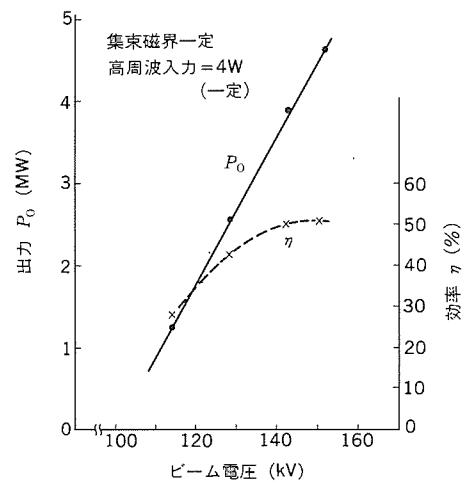


図 7. ビーム電圧に対する出力と効率

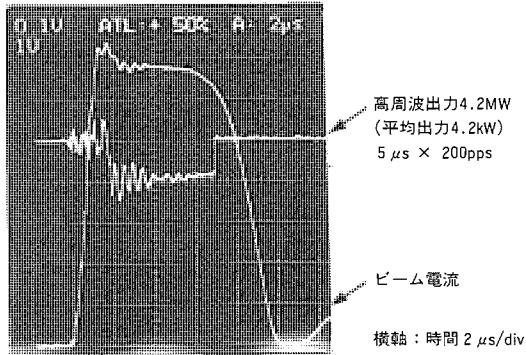


図 8. 出力とビーム電流波形

図 6, 図 7 に高周波特性の測定例を示す。RFパルス幅 $4\mu\text{s}$, 繰り返し 20pps でパルスせん頭出力 4.6MW が得られた。このときの飽和利得は 60dB , 効率は 50% であった。出力は、水負荷を用いてカロリメトリックに測定した。一次元ディスクモデルでの計算値と比較すると、効率、飽和利得とともに若干低かったが、ほぼ一致したと考えられる。この最大出力を得るために最適化した磁場強度は、最大値 $2,300\text{G}$ であった。クライストロンの帯域幅 (-1dB) は、 24MHz であった。電子銃には、 $6\mu\text{s}$ のビームパルス幅で、 165kV まで安定に電圧印加できた。図 8 には、せん頭出力 4.2MW , 平均出力 4.2kW (パルス幅 $5\mu\text{s}$, 繰り返し 200pps) を得たときのビーム電流とマイクロ波出力の波形を示す。

表 4. PV9004の電気的特性

せん頭出力	4MW以上
ビーム電圧	146kV
ビーム電流	61A
ヒータ電圧	20V
ヒータ電流	4A
RF入力電力	4W
飽和利得	60dB
効率	45%
ビームパルス幅	$6\mu\text{s}$
RFパルス幅	$5\mu\text{s}$
パルス繰り返し	200pps

製品化クライストロンとしての、一般的な動作例を表 4 に示す。周波数 9.3GHz において、出力 4MW で動作する。このときクライストロンの飽和利得は 60dB で、効率は 45% である。

5.3 加速器使用上の特長

このクライストロンは、加速器システムへの対応を考えて、以下の特長が考慮されている。

- (1) カソードに高抵抗のヒータを採用し、ヒータトランスが不要。
- (2) 縦向きだけでなく、横向きでも動作可能。
- (3) 負荷からのマイクロ波電力反射に対して、サーチューレータなしで安全に運転できる。

これらに対して、今後、実際の加速器と組み合わせて確認を行う予定である。現在のところ、カソードの寿命試験を行っており、高抵抗ヒータも問題なく $2,000$ 時間を経過している。横向きによるカソードの軸ずれの影響は、無視できる範囲であり、負荷の反射は、VSWR1.5までは安定に動作することを確認した。

6. むすび

電子線形加速器用の大電力Xバンドクライストロンの開発の概要を述べた。動作周波数 9.3GHz , パルス幅 $5\mu\text{s}$ 繰り返し 200pps で、せん頭出力 4MW のクライストロンを開発することができた。同じ出力レベルを持つSバンドクライストロンに比べ、全長で約 $1/2$ 、重量で $1/3$ 未満に小型、軽量化が実現できた。Xバンド帯で、高出力のマイクロ波源としては、世界でも初めてのものであり、産業用の加速器システムのほかにも大電力マイクロ波を利用する機器への使用が期待できる。今後、Xバンドクライストロンのより大電力化開発を進め、研究用も含めた用途の拡大を図って行きたい。

参考文献

- (1) M.Chodorow, E.L.Ginzton, J.Jasberg, J.V.Lebacqz, H.J. Shaw : Development of High-Power Pulsed Klystrons for Practical Applications, Proc.IRE, 12, 20-29, (1959-1)
- (2) M.A.Allen : RF Power Sources, SLAC-PUB-4646, May (1988)
- (3) E.Tanabe, J.W.Wang, G.A.Lew : Voltage Breakdown at X-band and C-band Frequencies, Proc.of 1986 Linear Accelerator Conf.at SLAC, 458 (1986)
- (4) H.Arai, N.Goto, Y.Ikeda, T.Imai : An Analysis of a Vacuum Window for Lower Hybrid Heating, IEEE Trans.on Plasma Science, PS-14, No. 6, 947-954 (1986-12)

FAX用帯域圧縮伸長コントローラ M66330SP/FP

今中良史* 広川祐之** 吉田真澄** 谷口正治** 真野純司**

1. まえがき

最近のOA市場の拡大に対応して、ファクシミリの生産台数は著しい伸びを示している。これに伴い、コストパフォーマンスに優れたシステムアーキテクチャが求められている。当社では、応用分野ごとに適したASSP (Application Specific Standard Products: 特定用途向け標準製品)を開発しており、OA分野をはじめとする各分野で活用されている。今回、ASSPとしてG3ファクシミリに最適なアーキテクチャをもつ帯域圧縮伸長コントローラCODEC (Coder & Decoder: 符号化・復号化器) M66330SP/FPを開発した。本稿では、このコントローラの機能仕様、アーキテクチャ、ハードウェア構成、設計手法、性能評価結果等を報告する。

2. M66330の機能仕様

図1にファクシミリのブロック構成を示す。原稿読み取り部から入力され、画像処理部で二値化された画像データは一般に膨大なデータ量であり、このままでは、多大な伝送時間を必要とする。このため、G3、G4ファクシミリでは冗長度抑圧符号化を行い、データ量を圧縮した後、回線に送出する。異機種間の交信性を保つため、CCITT (国際電信電話諮問委員会) は、冗長度抑圧符号化方式の国際標準を勧告している。G3ファクシミリの符号化方式は、一次元符号化方式としてMH符号が、二次元符号化方式としてMR符号が標準化されている⁽¹⁾。また、G4ファクシミリでは、MR符号を若干修正したMMR符号が用いられている。次に、G3ファクシミリに必要とされる機能及び仕様を表1に示す。表中の■は、G3ファクシミリとしての必要最低限の仕様を示す。

最近のファクシミリは、高速化を図るためMH符号化方式以外に、MR、MMR符号化方式を採用し、伝送速度も9,600bpsが一般的である。また、高機能化を図るためにメモリ送受信機能を内蔵し、同報通信・タイマ通信・通信予約・親展通信などの機能を実現している。これらをもとに、M66330の機能及び仕様を検討し、その結果を表2に示す。MH、MR、MMR符号化方式のすべてをサポートとともに、9,600bps、5ms/ラインの高速処理を可能とする。また、G3ファクシミリとして必要な各種機能を実現する。特に、メモリ送受信機能を実現するための変換機能を追加した。図2はメモリ送信における変換機能を示す。

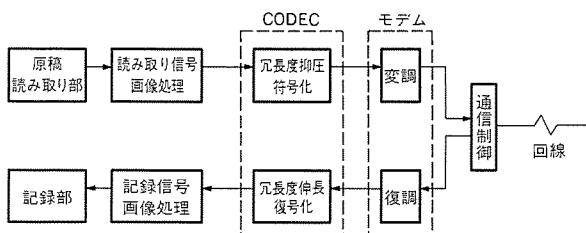


図1. ファクシミリのブロック構成

3. M66330のアーキテクチャ

3.1 ハードウェア構成

M66330のブロック図及びピン接続図をそれぞれ図3、図4に示す。M66330のバスは、8ビットMPU (Micro Processor Unit) に直結可能なMPUバスと、読み取り、記録用シリアルバスの3バスから構成される。シリアル入出力データは、2,048ビット/ラインの内蔵

表1. G3ファクシミリの機能概要

機能ブロック		仕様
原稿読み取り部	読み取り方式	・密着イメージセンサ、CCDイメージセンサによる固体走査
	原稿サイズ	A4, B4, A3
	解像度	・主走査方向 8dot/mm ・副走査方向 3.85dot/mm (標準モード) 7.7dot/mm (ファインモード) 15.4dot/mm (スーパーファインモード)
読み取り信号画像処理		・イメージセンサの画素間感度補償・解像度補償 ・画像縮小、読み取り領域指定 ・単純2値化処理、中間調処理 ・ノッチレス処理
		・G2モード 使用せず ・G3モード 一次元 MH方式 二次元 MR, (MMR) 方式
	伝送速度(dps)	2,400, 4,800, 7,300, 9,800
変復調部	ライン伝送時間(ms)	0, 5, 10, 20, 40
	誤り制御	ECM
		・余白設定(画像出力データの右寄せ、左寄せ、センター振り分け) ・スマージング処理
記録部	記録方式	感熱記録、感熱転写記録、半導体レーザ等による電子写真記録
	記録紙サイズ	A4, B4
	解像度	原稿読み取り部と同じ
付加機能		・コピー機能 ・メモリ送受信機能 (同報通信、タイム送信、通信予約、親展通信) ・通信管理機能 (発信元印字、通信管理レポート) ・短縮ダイヤル機能 ・電話機能 (ファックス/電話自動切替え、多機能電話)

注 ■: 必須仕様

表2. M66330の機能仕様

項目	仕様
ライン画素数	A4 (1,728ビット/ライン), B4 (2,048ビット/ライン)
解像度	標準モード 8×3.85ドット/mm ² ファインモード 8×7.7ドット/mm ² スーパーファインモード 8×15.4ドット/mm ² } 対応
符号化方式	G2 No-coding G3 一次元符号化 MH 二次元符号化 MR, (MMR)
伝送速度(bps)	2,400, 4,800, 7,200, 9,600, 14,400対応
ライン最小時間(ms/ライン)	0, 5, 10, 20, 40対応
変換機能	(1) ライン画素数変換 B4→A4(9/11縮小) (2) 解像度変換 [8×15.4, 8×7.7, 8×3.85ドット/mm ²]相互変換 (3) 符号化方式変換 [MMR, MR, MH, No-coding]相互変換 (1)~(3)の任意の組合せが可能
付加機能	(1) コピー機能 (2) 発信元印字の合成 (3) 通信管理レポート出力

ラインメモリ内に蓄えられ、読み出し・書き込み制御回路を介して内部回路に接続される。変化点検出及び画素再生などの符号化・復号化処理は、内蔵ROMシーケンサによって実行される。M66330に対するコマンドの設定や符号化・復号化の中間符号データは、8ビットバスを介してMPUへ送られる。シリアルバスの採用及びラインメモリの内蔵は、入出力端子数を大幅に削減した。

次に、M66330のアーキテクチャの特長を以下に示す。

3.2 アーキテクチャの特長

(1) 中間符号化方式の採用

ファクシミリにおける符号化・復号化処理は、大きく分けて、画

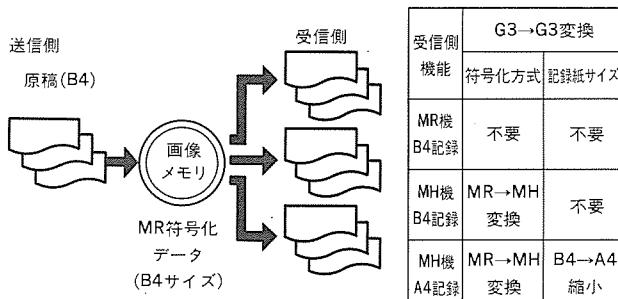


図2. メモリ送信における変換機能

素単位処理、符号語(変化点)単位処理、ライン単位処理及びページ単位処理から成る。ライン単位処理とページ単位処理は、処理の量、複雑さ共に小さく特に問題となる点はない。画素単位処理は、簡単であるが量が多い。符号語(変化点)単位の処理は、対象とする画像によって処理量は異なる。一般に画素単位処理の1/10~1/20程度であるが処理は複雑である。実際のG3ファクシミリでは、MPUのソフトウェア処理、専用ハードウェア処理又はこれらを組み合わせた構成が用いられている。表3は、各構成の特徴を示す。

MH符号化処理は、比較的処理が簡単であるため、小規模なハードウェアとMPUのソフトウェア処理によって容易に実現することができる。二次元符号化方式であるMR、MMR符号の場合、参照ラインを含む2ラインの画像データの同時処理が必要なことや、処理のアルゴリズムが複雑なためある程度の規模のハードウェアが必要である。また、高速処理が必要とされるG4ファクシミリでは、専用ハードウェアが不可欠である。G3ファクシミリを対象としたM66330は、表3のハイブリッド構成を採用した。ハードウェアとソフトウェアの分割点は、MH処理のランレンジングデータ、MR処理の符号化モードデータの中間符号とした。処理量が多くてソフトウェア処理に向かない画像データのビット処理をハードウェアで行い、処理の複雑な符号語(変化点)単位の処理をソフトウェアで行うことによ

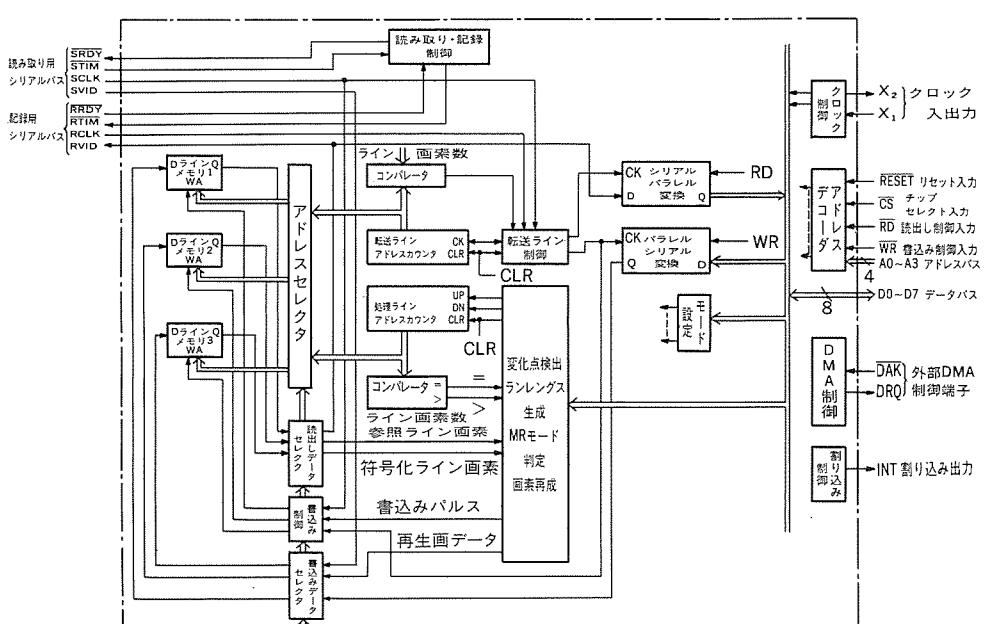
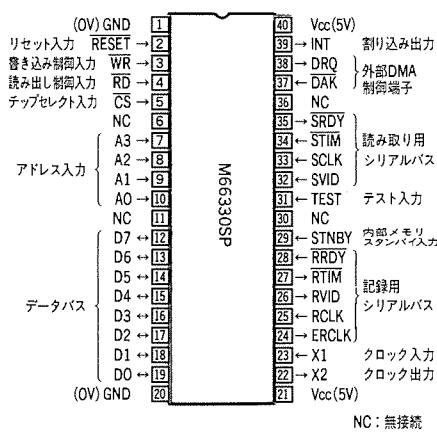
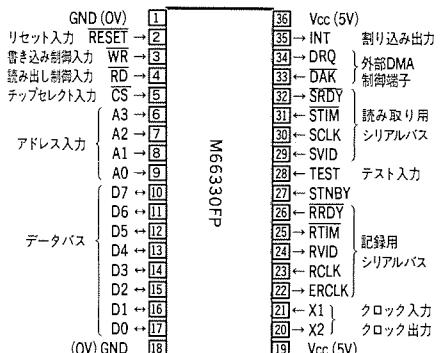


図3. M66330のブロック図



(a) 外形 40P4B(DIP)



(b) 外形 36P2R(SOP)

表3. ファクシミリにおけるCODECの構成

種類	構成	特長
ソフトCODEC	画像データ マイコン 符号語データ	ハードウェア 小規模 ソフト負荷 最大 処理性能 小 適用 G3 (MH方式) FAX
ハイブリッドCODEC	画像データ ハードウェア 中間符号 マイコン 符号語データ	ハードウェア 中規模 ソフト負荷 中 処理性能 中 適用 G3 (MH, MR方式) FAX
ハードCODEC	マイコン コマンド 専用ハードウェア 画像データ 符号語データ	ハードウェア 大規模 ソフト負荷 最小 処理性能 最大 適用 G4FAX 電子ファイル

表4. CCITTテストチャート処理時間測定結果 (MH方式)

CCITT チャート番号	MH符号容量 (バイト)	通信時間 (s)	処理	処理時間 (s)	負荷率 (%)
1	37,442	31.2	符号化	5.34	17.1
			復号化	6.80	21.8
2	34,366	28.6	符号化	4.75	16.6
			復号化	6.15	21.5
3	65,033	54.2	符号化	7.71	14.2
			復号化	10.27	18.9
4	108,074	90.1	符号化	12.35	13.7
			復号化	16.51	18.3
5	68,316	56.9	符号化	8.14	14.3
			復号化	10.80	19.0
6	51,170	42.6	符号化	6.35	14.9
			復号化	8.32	19.5
7	106,419	88.7	符号化	11.88	13.4
			復号化	15.87	17.9
8	62,800	52.3	符号化	6.92	13.2
			復号化	9.61	18.4

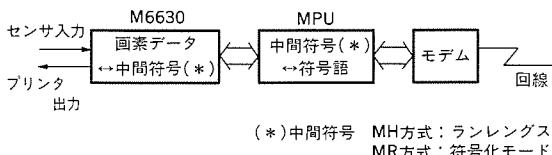


図5. M66330における中間符号化方式

より、両者の最適化を図った。図5は、符号化・復号化処理におけるM66330とマイコンの動作を示す。

(2) 高速処理

M66330は、画素データと中間符号間の変換を行う。高速処理を行うためROMシーケンサ方式を採用した。システムクロックが8MHzのとき、250ns/画素のビット処理が可能である。

(3) 効率的なバス構成

M66330は、MPUバス以外に読み取り、記録用シリアルバスを持っている。ファクシミリにおける画像データの入出力は、基本的にシ

リアル形式であるので入出力バッファとしてラインメモリを内蔵するM66330と周辺回路との接続は容易である。また、図5に示すように、G3送受信モードではM66330内部で画像データと圧縮された中間符号間の変換が行われるため、MPUバス側のデータ量は小さくなる。このため、MPUバスは、データ転送に伴うバスの占有を避けることができ、システム処理性能は向上する。一方、大量の画像データがMPUバスを介して転送されるG2送受信モードでは、外部DMA (Direct Memory Access) コントローラによる高速転送が可能である。

(4) ラインメモリの内蔵

M66330は、内部に2,048ビットのラインメモリを3本内蔵している。2本は二次元符号化処理における参照ラインデータと符号化ラインデータ用として使用される。また、符号化・復号化処理と同時に次ラインデータの入力又は前ラインデータの記録部への出力をを行う1ライン分のバッファとして、もう1本のラインメモリを使用する。ラインメモリを内蔵しているため、外部メモリアクセスによる処理速度の低下を避けることができる。

(5) 豊富な動作モード

M66330は以下に示す七つの動作モードを持っている。

- G2送信モード：センサから入力された画像データをMPUバスに出力する。
 - G2受信モード：MPUバスから入力された画像データを記録部に出力する。
 - G3送信モード：センサから入力された画像データを中間符号に変換しMPUバスに出力する。
 - G3受信モード：MPUバスから入力された中間符号を画像データに変換し記録部に出力する。
 - コピー mode：センサから入力された画像データを記録部に出力する。
 - G3→G2変換モード：MPUバスから入力された中間符号を画像データに変換し、MPUバスに出力する。
 - G2→G3変換モード：MPUバスから入力された画像データを中間符号に変換し、MPUバスに出力する。
- G2, G3送受信以外にコピー、G3↔G2データ間の変換が可能である。コピー modeを除く他のモードでは、コマンドによって画像データの縮小 (B4→A4縮小) を設定することができる。1ライン単位にG3→G2変換とG2→G3変換を連続して実行することにより、メモリ送信時に必要なG3→G3変換 (符号化方式、ライン/画素数) を実現することができる。また、G2→G3変換モードを利用して発信元印字エリアの合成、G2受信モードを利用して通信管理レポート出力などの機能も実現できる。

4. 設計技術

M66330の内部は、ラインメモリ部、ROMシーケンサ用ROM部及びランダムロジック部から構成される。各ブロックは、機能に応じて階層構造を持つ。設計はセルベースCAD技術を適用した。セルベースCAD技術のシステム概略を図6に示す。また、特長を以下に記す。

(1) 1台のワークステーション上で、論理設計からパターン設計までのすべてのCADツールが使用可能な統合CADシステムである。このシステムの適用により、約30%の設計工期短縮を実現した。

(2) 設計者との対話性を重視したスタンドアロン形式であり、また、

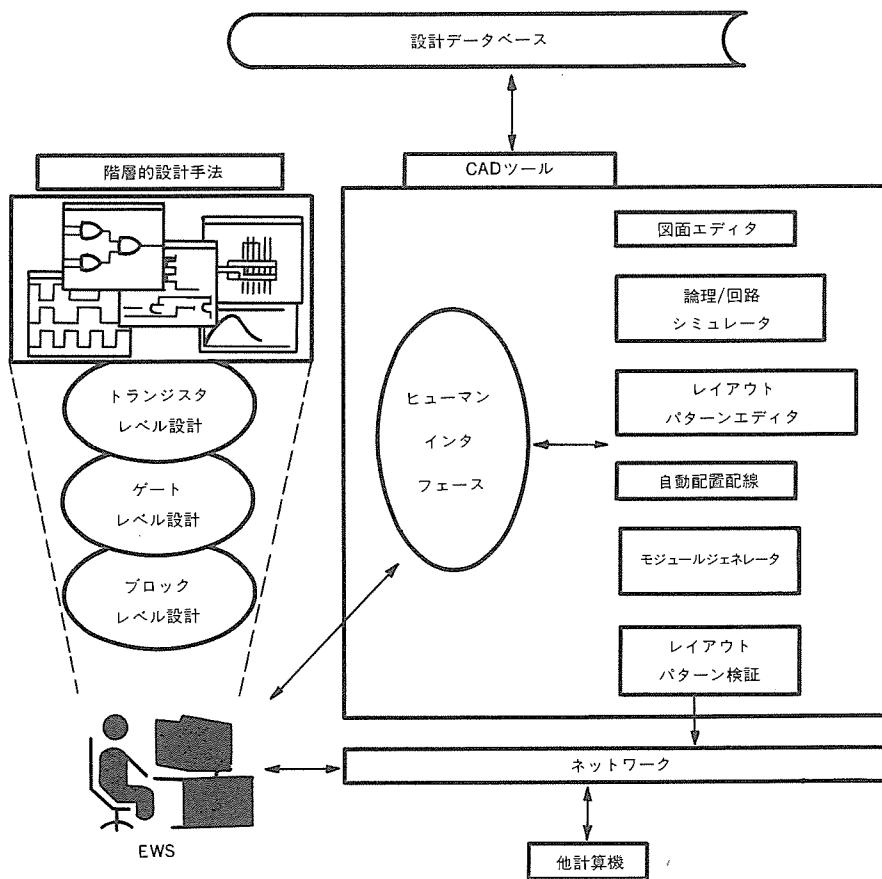


図 6. セルベースCADのシステム概略

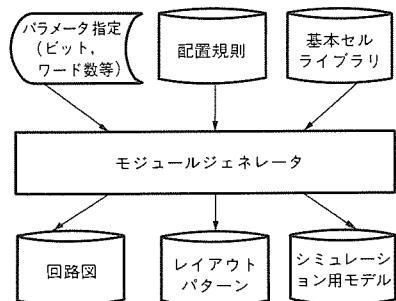


図 7. モジュールジェネレータの構成

できた。

さらに、M66330では、RAM/ROM部の設計にモジュールジェネレータを適用した。モジュールジェネレータは、RAM/ROMのように規則的構造を持つモジュールの基本セルライブラリとその配置規則などをあらかじめ作成しておくことにより、ビット/ワード構成やROMコードといった簡単なパラメータを入力するだけで、レイアウトパターン、回路図、論理シミュレーション用モデルを自動生成するツールである。図7はモジュールジェネレータの構成を示す。モジュールジェネレータの適用により、RAM/ROM部の設計は大幅な設計工期の短縮と設計品質の向上が可能となった。

デザインルール及びプロセスとしては、1層ポリシリコン、2層アルミ配線からなる1.3μmCMOSプロセスを用いた。内蔵素子数は、約63,000トランジスタである。M66330のチップ写真を図8に示す。

5. 性能評価

5.1 評価ハードウェアの概要

M66330の処理性能評価を行うために、当社の16ビットマイコンM37700を主制御MPUとする評価システムを作成した。図9に構成図を示す。マイコンとCODECの動作速度を以下に示す。

マイコン	M37700E4	クロック周波数	12MHz
CODEC	M66330SP	システムクロック周波数	4MHz
		シリアル入力周波数	0.5MHz
		シリアル出力周波数	1MHz

M37700は、A/Dコンバータ、8本の16ビットタイマ、2本のUARTなどを内蔵している。これらの周辺機能を利用してステッピ

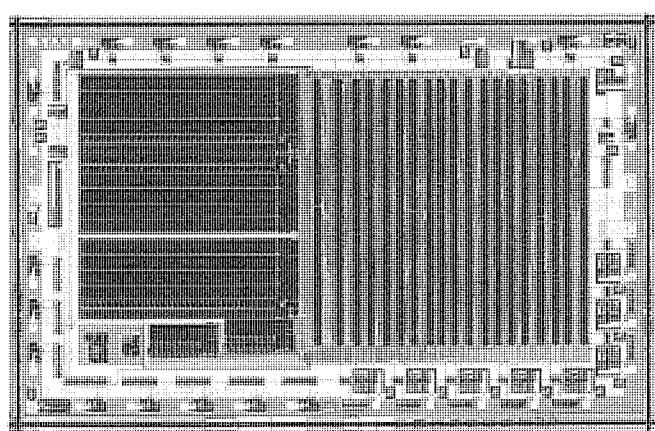


図 8. M66330のチップ写真

個々のCADツールは同一のデータベースを使用しているため、各設計データの整合性に優れている。このため、論理シミュレーションやレイアウトパターン検証などのターンアラウンドタイムの短縮が

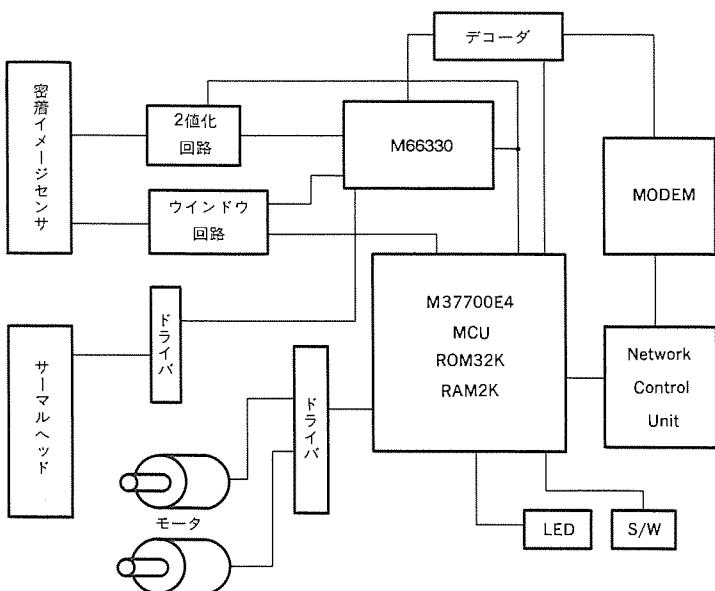


図9. 評価システムのハードウェア構成

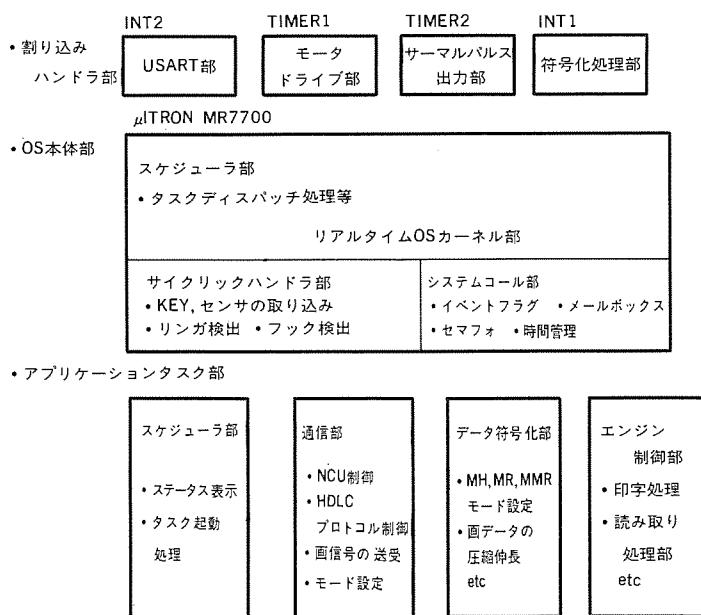


図10. 評価ソフトウェアのタスク構成

ングモータ、サーマルヘッドなどのコントロールも同時に行つた。

5.2 評価ソフトウェアの概要

評価システムは、μITRON仕様のリアルタイムOS、MR7700のコントロール下で動作する。タスク構成を図10に示す。スケジューラ部、通信部、データ符号化部、及びエンジン部の四つのタスクから構成される。M66330は、データ符号化部によって制御される。変化点検出や二次元符号化モード検出時のMPUとのインターフェースは、ポーリング方式を採用した。コマンド設定により、割り込み処理方式も可能である。

表5. CCITTテストチャート処理時間測定結果 (MR方式)

CCITTチャート番号	MH符号容量(バイト)	通信時間(s)	処理	処理時間(s)	負荷率(%)
1	25,967	21.5	符号化	4.57	21.1
			復号化	5.44	25.1
2	19,655	16.4	符号化	3.80	23.2
			復号化	4.50	27.5
3	70,797	34.0	符号化	6.09	17.9
			復号化	7.51	22.1
4	81,814	68.2	符号化	10.50	15.4
			復号化	13.19	19.3
5	44,156	36.8	符号化	6.51	17.7
			復号化	8.01	21.8
6	28,245	23.5	符号化	4.79	20.4
			復号化	5.77	24.5
7	81,465	67.9	符号化	10.19	15.0
			復号化	12.91	19.0
8	33,013	27.5	符号化	5.03	18.3
			復号化	6.24	22.7

5.3 評価結果

性能評価は、CCITTテストチャートNo.1～No.8の符号化・復号化時間を測定し、その結果を表4及び表5に示す。符号容量は、各テストチャートをファインモード($K=4$)で符号化した容量を示す。ファイルは含んでいない。通信時間は、符号化データを9,600bpsの伝送速度で転送するときに要する時間を示す。処理時間は、M66330とMPUが符号化・復号化処理に要した時間の合計値である。センサやプリンタ部とのデータ入出力に伴う時間は含まれない。負荷率は、処理時間の通信時間に対する比を表す。いずれのテストチャートに対しても負荷率は、20%前後と低く、高速機まで十分対応可能な処理性能である。

6. むすび

G3ファクシミリに適したアーキテクチャを持つ帯域圧縮伸長コントローラを開発した。中間符号化方式の採用により、ハードウェアとソフトウェアの最適化を行った。また、ROMシーケンサ方式の採用及びラインメモリの内蔵により処理の高速化を図った。CCITTテストチャートによる処理時間評価を行い、十分な処理性能が得られることが確認した。今回開発した帯域圧縮伸長コントローラは、市場が拡大するG3ファクシミリの高性能化及びコストパフォーマンスの向上に貢献するものと確信する。

最後に開発にあたり御指導及び御協力をいただいたい関係各位に対し深謝する。

参考文献

- (1) TTC標準第V卷第2分冊 JT-T4, (社)電信電話技術委員会

Xウインドウシステムの実装

田中 敦* 福岡久雄* 斎藤智明* 福島克己**

1. まえがき

ウインドウシステムは、優れたグラフィカル ユーザーインターフェースを構築するための基盤となるソフトウェアである。UNIXワークステーションの世界では、これまで幾つものメーカー独自のウインドウシステムが開発・製品化されてきた。しかし、あるウインドウシステム上のアプリケーションを、他のウインドウシステム上に移行することは極めて困難である。そのため、アプリケーションの流通性の観点から、標準的なウインドウシステムが待望されていた。

1983年から米国MITで開始された高等教育環境構築プロジェクト (Athenaプロジェクト) では、各種ワークステーションにおける共通のウインドウシステムとして、Xウインドウシステムが開発された。Xウインドウは、特定のハードウェアに依存しない移植性の高さ、分散処理環境との親和性及びMITが無料での使用を許諾したことにより、UNIXワークステーションの世界で急速に普及した。現在では、世界の主要計算機メーカーが、自社マシン上でのXウインドウサポートを表明しており、業界標準の地位を確立している。

このような背景から、当社エンジニアリング ワークステーション MEシリーズでも、多くの流通アプリケーションの搭載を目的として、Xウインドウのサポートを開始した。本稿では、MEシリーズに

おけるXウインドウの実装方式、及び独自に行った高速化手法について述べる。

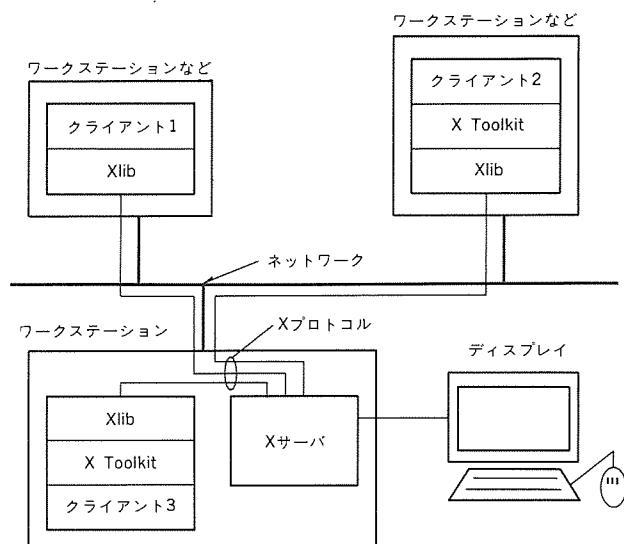


図1. Xウインドウの全体構成。

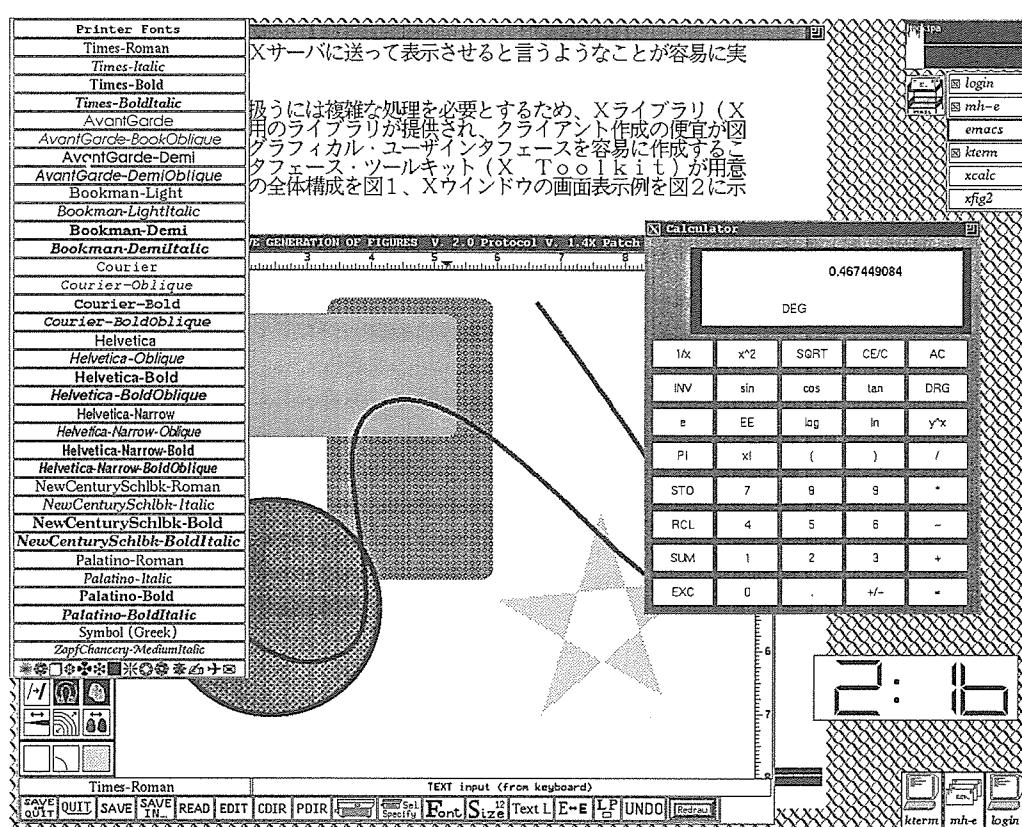


図2. Xウインドウの画面例

2. Xウインドウシステムの概要

2.1 全体構成

Xウインドウは、クライアントサーバ方式に基づいたウインドウシステムで、そのサーバは特にXサーバと呼ばれる。Xサーバは、各ワークステーションに位置するプログラムであり、クライアント（アプリケーション）からの要求に従って、ウインドウの生成や操作、グラフィックスの描画などを行うとともに、キーボード／マウスからの入力を受け付け、それをイベントとして必要なクライアントに通知する。

クライアントとXサーバ間の通信は、通常オペレーティングシステムが提供するプロセス間通信機構(IPC)を用いて実現される。また、クライアントとXサーバ間の通信規約は、Xプロトコルと呼ばれる。このIPCがネットワークワイドなものであれば、クライアントとXサーバをネットワーク上の異なるマシンで動作させることも可能である。例えば、クライアントをスーパーコンピュータで動かし、その処理結果をワークステーション上のXサーバに送って表示させるというようなことが容易に実現できる。

なお、Xプロトコルを直接扱うには複雑な処理を必要とするため、Xライブラリ(X lib)と呼ばれるC言語用のライブラリが提供され、クライアント作成の便宜が図られている。また、高度なグラフィカルユーザーインターフェースを容易に作成することを目的としたユーザーインターフェースツールキット(X Toolkit)が用意されている。Xウインドウの全体構成を図1、Xウインドウの画面表示例を図2に示す。

2.2 Xサーバの構造

Xウインドウの本質はXプロトコルであり、Xサーバは同プロトコルを解釈さえできれば、どのように構築してもかまわない。しかし、現在各メーカーから提供されているXサーバは、いずれもMITが開発したサーバに描画の高速化などの改善を施したものが多い。今回、MEシリーズへ実装するに当たっても、同様にこのオリジナルサーバを基礎にした。

オリジナルサーバの特徴は、その移植性の高さにある。移植性を確保するために、オリジナルサーバは、DIXレイヤ、OSレイヤ、DDXレイヤ、EXTレイヤと呼ばれる四つのレイヤから構成されている。

(1) DIX (Device Independent X) レイヤ

サーバの中で、すべてのOS及び表示デバイスから独立な部分で、サーバ全体の処理の流れを制御する部分である。主な機能は、クライアントからの要求の分析と必要な下位層のルーチンの呼出し、入力管理、ウインドウ管理、クライアントへのイベントの送出、クライアントの資源管理などである。

(2) OSレイヤ (OS layer)

サーバがインプリメントされるOSの機能に依存する部分である。主な機能は、入力デバイスやクライアントからの入力待ち、プロセス間通信のための通信路の確保、通信路からのバイトストリームの読み込み／書込み、ファイルのオープン／クローズと読み込み、エラー記録、フォント名管理、メモリ管理などである。

(3) DDX (Device Dependent X) レイヤ

表示及び入力デバイスに依存した部分である。主な機能は、デバイスの初期化、ビットマップディスプレイへの描画処理、デバイス管理、グラフィックコンテクストの生成／変更／確認、再描画のためのバッファ記憶管理などである。DDXレイヤの内部は、さらに次

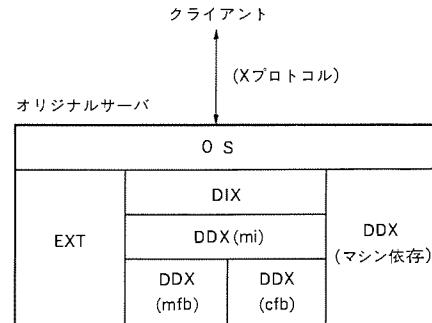


図3. オリジナルサーバの構造

のよう四つの構成要素から成る。

(a) mi (machine independent ddx code)

マシンに依存しないように記述されたDDXレイヤルーチンである。各描画プリミティブをドット展開するためのアルゴリズムをインプリメントした部分である。

(b) mfb (monochrome frame buffer ddx code)

メモリマップドモノクロフレームバッファ用のDDXレイヤルーチンである。

(c) cfb (color frame buffer ddx code)

メモリマップドカラーフレームバッファ用のDDXレイヤルーチンである。

(d) マシン依存ルーチン群

一般的には、mi, mfb, cfbをそのまま用いたのでは十分な描画性能が確保できないため、各メーカーとも何らかの高速化を施している場合が多い。

(4) EXT

Xサーバへの新しい機能の追加、及び既存のプロトコルの拡張を行うための部分である。

オリジナルサーバの構造を図3に示す。

3. Xウインドウシステムの実装方式

Xウインドウシステムの実装作業は、大きくクライアント側の作業とXサーバ側の作業に分けられる。クライアント側では、X libとX Toolkitの実装が主で、これらはOSに依存した部分を変更するのみであり、さほど大きな移植作業を必要としない。一方、Xサーバ側の作業は、OS依存部の変更とハードウェア依存部の変更であり、中でもハードウェア依存部の変更は性能に直接影響されることもある、多大な労力を要する。

MEシリーズへの実装は、前述のオリジナルサーバを基にしている。実装に際して変更、新規作成した部分は、前記4レイヤのうちOSレイヤとDDXレイヤである。

3.1 OSレイヤ

オリジナルサーバでは、UNIXのbsd系のインターフェースが提供されている。しかしながらMEシリーズは、ATT系のUNIX(SYSTEM V R 3.1)にbsd機能を拡張したものであり、幾つかのシステムコール及び関数の仕様が異なる。したがって、差分を吸収するライブラリを追加する必要があった。特に重要なのは、bsd系UNIXの代表的プロセス間通信インターフェースであるソケット機能や、複数のイベントを待つselectシステムコール等である。具体的には、これらをUNIX SYSTEM V用のストリームス機能やpollシステムコールなどに置き換えて実現している。

3.2 DDXレイヤ

DDXレイヤは、文字どおりデバイスに依存するため、Xサーバ内で最もオリジナルサーバからの変更量が多い部分である。このレイヤは、マウスやキーボード等をハンドリングする入力処理部と、描画を行う出力処理部に大別される。

(1) 入力処理

Xサーバは、非同期入力デバイスであるマウス、キーボードをリアルタイムに処理しなければならない。我々は、Xサーバ移植に際し、各入力デバイスドライバを新規作成した。Xサーバでは、クライアントからのリクエストと同レベルで入力デバイスのイベントを持っており、前記selectシステムコールで一元管理できるような仕掛けをドライバに組み込んだ。そして、ユーザープロセスであるXサーバが入力イベントの発生を知り、データを得るための仕掛けとして、リングバッファ形式を選択した。

これにより、新たなイベントデータの有無の確認は、リングバッファの先頭及び最終ポインタの比較だけでよくなつた。また、システムコール オーバヘッド無しにイベントデータを得ることができるように、イベントデータが格納されているリングバッファをOSとXサーバ間でシェアードメモリとして参照できる方式とした。

(2) 出力処理

Xサーバはユーザープロセスなので、直接フレームバッファをアクセスすることはできない。したがって、システムコールを用いてOSに描画を依頼する方式か、又は直接Xサーバがフレームバッファにアクセスするための何らかの手段を設ける必要があった。それぞれ利点と欠点があるが、我々は次の点から後者、すなわちシェアードメモリ形式でXサーバが直接フレームバッファをアクセスする方式を選択した。

- 高速化やデバッグ等、描画処理の変更に関して、毎回OSの変更を行うよりユーザー自身であるXサーバの変更の方がはるかに開発効率が良い。
- Xウインドウのバージョンアップに対応しやすい。
- システムコール オーバヘッドがない。
- オリジナルサーバに含まれるメモリマップド カラー／モノクロ フレームバッファ用の描画処理部 (mfb, cfb) を流用できる。

4. 描画処理の高速化

オリジナルサーバの描画処理部は、描画性能よりも移植性を重視して作成されているため、描画処理が遅い部分が多く存在する。特に、カラー描画処理部は、処理が遅くそのままでは実作業に耐える性能を持ってはいなかった。そこで、次の高速化アプローチをとった。

- 第1ステップとして、CADアプリケーション等において、使用頻度が高い線幅0の描画と、テキストウインドウにおけるスクロール処理を主対象として高速化を行う。
- 第2ステップとして、すべての描画プリミティブについて、各種描画条件下での描画性能を網羅的に測定する。これと並行して、実際のアプリケーション（代表的なCADソフトや文書処理ソフト）の動作を分析する。この網羅的な測定と実アプリケーションの動作分析から、実使用状態において使用頻度が高く、かつ性能ネックとなっている描画プリミティブを抽出し、これらを順次高速化する。

現在は、上記第1ステップの改良が完了した。また、第2ステッ

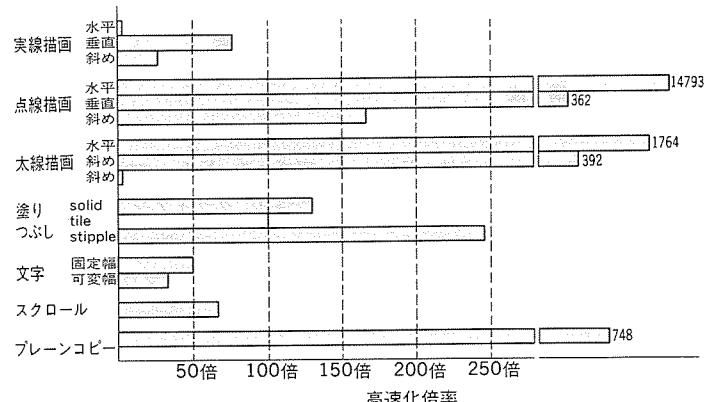


図4. 性能向上率

の網羅的測定と実アプリケーションの動作分析が完了し、順次高速化を実施中である。

これまでは、主に前述のモノクロフレーム バッファ描画処理部mfbとカラー フレームバッファ描画処理部cfbについて高速化を実施した。モノクロとカラーの各プリミティブ描画処理ルーチンは、同じ引数を持っており、前述のDIXレイヤが参照する関数テーブル構造体に関数のポインタをセットし、そのポインタを利用して関数を呼び出すことにより、各フレームバッファに対応する関数をDIXレイヤが意識することなく利用できるようになっている。この関数テーブルは、描画の条件によって切り替えることなく利用できるようになっている。今回も高速化では、利用頻度の高いと思われる描画プリミティブごとに最適な関数を作成し、それを呼び出すようにした。

実際の描画高速化手法としては、主に次のものがあげられる。

- 描画ループをアセンブリ化した。
- 汎用描画ルーチンにより、描画されている重要なプリミティブに対し、限定された条件のもとで最適な描画ルーチンを作成した。
- 描画ループで使われている汎用の描画マクロを展開し、各描画時に必要な部分だけを残すことによって冗長性の削除をして高速化した。
- カラー描画における領域転送ではピクセル計算をしているが、これをビット計算に直すことにより、ピクセル計算に必要な余分な処理をなくした。
- タイル及びスタイル描画では最上段に1回分だけ描画し、それをコピー ルーチンにより、下方向にコピーするように変更した。

例えば、点線描画では各線分単位に実線描画ルーチンを呼び出していたものを、実線描画ルーチンにマスク処理を加えて新規作成したルーチンを適用することにより、数百倍の性能向上を実現している。

次にモノクロフレーム バッファ描画処理部mfbと、カラー フレームバッファ描画処理部cfbを大幅に高速化したefb (mE Frame Buffer)について述べる。

4.1 mfb

mfbでは、カラー描画部より描画量が少ないと、最適化がよくされていること、ラスタオペレーションの簡略処理ができるなどにより、比較的実用的な処理性能を持っている。ここでは、上記手法を組み合わせて、線幅0（最小幅の線）の実線と点線及び円、テ

表1. xbench 測定結果

測定マシン	バージョン	表示色	直線	塗りつぶし	領域転送	文字	円	複合	総合値
ME400高速化後	V11R3	256	31,164	10,538	24,069	57,029	94,047	20,849	23,774
SparcStation1	V11R4	256	75,438	7,089	8,238	73,750	304,274	14,771	16,129
Sun3/60C	V11R3	2	12,986	11,429	12,252	11,875	15,543	3,032	9,890
ME400高速化前	V11R4	256	25,378	4,203	5,265	32,656	448,215	8,823	9,651
ME400高速化前	V11R3	256	1,875	361	1,143	2,578	61,035	7,189	1,094
Sun3/60C	V11R3	256	1,195	295	801	1,473	13,936	7,843	802

キストウインドウで重要なスクロール、固定幅文字等の高速化を実施している。

4.2 efb

オリジナルサーバのcfbを大幅に改修して、MEシリーズに適したカラー描画処理部であるefbを作成した。efbの大きな特徴は、従来のcfbではプレーン枚数に合わせてサーバを作り直さなければいけなかつたのに対し、プレーン枚数に依存する定数を外部変数化しサーバ立ち上げ時に初期化することにより、同じサーバで16,256色のフレームバッファをサポートできることである。これにより、ソース及びロードモジュールの管理が一括できるようになっている。

efbにおいて実施した高速化は、mfbと同様に上記の手法によって実現されている。線幅0の実線と点線、円、線幅ありの場合の水平垂直線、く(矩)形塗りつぶし、タイル、スティブル描画、点描画、スクロール、固定幅文字、可変幅文字、汎用描画ルーチンであるフィルスパン、矩形領域転送、プレーン抽出等であり、2倍～数百倍の性能向上を実現している。

5. 性能

前章で説明した高速化の効果を述べる。まず、描画部の単体性能として、一般使用において使用頻度が高いプリミティブを取り上げる。図4に各プリミティブの性能向上率を示す。

図で分かるように、高速化の効果は数十倍から数百倍と極めて大きい。しかし、比較的使用頻度の低いと思われる太い点線や円の塗りつぶしなどは高速化していないため、これらの高速化は今後の課題である。

次に単体性能ではなく、より総合的な性能を見るために、現在Xウインドウの性能評価として広く使われているxbench測定プログラムによる測定結果を表1に示す。この測定プログラムは、線描画や領域転送等のコマンドがクライアントから見て一定時間内にどれだけ消化できるかを計測し、この値をUNIXワークステーションの標準的な位置にあるSUN3/50(モノクロモデル)での性能を10,000として正規化した値を算出するものである。以下にMEシリーズの測定値を示す。表中、“ME400高速化前”はオリジナルサーバの描画ロジックをそのまま使った値である。

表で分かるとおりカラーのオリジナルサーバは、モノクロに比べて1/10以下と非常に性能が悪いが、ME400では高速化の効果が総合値で約20倍と非常に大きくなっている。ウインドウの生成移動などで多用される塗りつぶしや領域転送は性能向上率が高く、操作性向上に貢献している。また、最も使用頻度の高い端末エミュレータ用に高速化した文字描画についても、20倍以上の高速化が実現できた。

しかし、実際の使用環境ではイベントドリブンな動きをするため、

描画部が高速化された分だけそれ以外のオーバーヘッドが無視できなくなっている。したがって現在、このオーバーヘッドの大部分であるプロセス間通信に関して高速化改良中であり、また引き続き行っている描画部高速化と合わせて、ベンチマークテストだけでは分からぬ体感的な性能の向上を図っている。

6. むすび

当社エンジニアリングワークステーションMEシリーズに、Xウインドウシステムを実装する際に実施した手当とXサーバの描画高速化ポイントについて述べた。

Xサーバの描画高速化は、当初CADアプリケーション等において使用頻度が高い線幅0の線と、キストウインドウにおけるスクロール処理を主な対象として実施した。その後サードパーティソフトウェア等のXウインドウシステム上のアプリケーションの動作を分析することにより、実使用状態において使用頻度が高い描画プリミティブや性能ネックとなっている描画プリミティブを明らかにした。これら実使用において、高速化の効果が大きな項目に対し、順次高速化対象範囲を拡大して現在に至っている。Xサーバにおける描画高速化のアプローチは現在も継続して行っており、より高速なウインドウシステムの実現を図っている。

また、OSを含めた総合的な動作環境の見直しも行い、クライアントとXサーバ間の通信オーバーヘッドの削減等により、さらに大きな高速化の効果が得られた。

Xウインドウシステムは、開発元であるMITによって現在も改良され続けており、バージョンアップを重ねてより使いやすく高速なものへと発展している。これに伴い、MEシリーズのXウインドウシステムもバージョンアップを計画している。ここで述べた描画高速化の内容は、Xウインドウシステムバージョン11リリース3のXサーバに対して実施したものである。この実装で得た高速化のノウハウを活用し、今後のバージョンアップに際しても実使用状態において、より快適な応答性を持つXウインドウシステムを実現する所存である。

参考文献

- (1) S. Angebranndt, R. Drewry, P. Karlton, T. Newman, and B. Schiffler: Strategies for Porting the X v11 Sample Server, MIT, (1988-3)
- (2) S. Angebranndt, R. Drewry, P. Karlton, T. Newman, and B. Scheiffler: Definition of the Porting Layer for the X v11 Sample Server, MIT, (1988-3)

車載ナビゲーション用位置検出技術

上田文夫* 播口正雄* 野田博司* 横内一浩** 清水 修**

1. まえがき

社会の高度成長を反映して、自動車の普及が道路や標識の整備スピード以上に急速に進んでおり、交通渋滞が日ごとに激化している。これは、輸送効率の悪さ、つまり燃料消費量の増大や時間的損失といった経済的ロスや排気ガス増加による公害問題につながっている。さらに、渋滞による運転者のいらだちは、安全にもかかわってくる。そのため、車載装置によってきめの細かい運転支援を図り、円滑な交通の確保が必要となっている。地図上に自動車の位置・方位・軌跡、そして目的地などを表示して効率の良い運転を支援するナビゲーション装置は、この要請に沿うものとして最近特に注目されている。

当社は、車両の位置検出精度が高く、また位置修正が不要なことをねらいとする車載ナビゲーション用位置検出装置を開発した。これは、マツダ㈱の新形車ユーノスコスモに採用された、AV機器などを統括してコントロールする車載情報システムの主要構成要素となっている。

この論文では、開発した車載ナビゲーション用位置検出装置の概要と適用した主要新技術について述べる。

2. 各種航法による位置検出の原理と問題点

車両の位置を求める試みは、古くから行われている。代表的な各種航法を図1に示す。ここでは、位置検出の課題を抽出するため、一般的な各種航法の原理と問題点について述べる。

2.1 推測航法

車両に取り付けたセンサのみで、自立的に自分自身の位置を検出する方式は自立航法と呼ばれる。車速センサ出力のパルス数から算出した移動距離と、方位センサに基づいて検出した車両方位で得られた移動ベクトルを初期位置に積算して現在位置を求める方式が推測航法である。

走行距離を積算して得られる累積走行距離は、通常0.1～1%程度の誤差を含む。

方位センサは、安価な地磁気方位センサが使われるのが普通である。地磁気方位は、互いに直交する二方位の地磁気強度 u 、 v （地磁気ベクトルの水平成分）を検出し、例えば、逆正接を演算して求めれる。絶対方位 ω （地図上の北を 0° とする時計回り方位）は、地磁気方位を地図上の北とのずれ角（偏角 ω_0 ）で補正して得る。

この偏角値 ω_0 は地域によって異なるため、長距離の移動では、そのたびに地域に応じた値に変更する必要がある。なお、地磁気方位ベクトルは、建物や道路などの鉄構造物、すれ違う車両などの影響で様々な外乱を受け、直進走行中でも一定であるとは限らない。また、車体は通常時でも着磁している。この影響は、あらかじめ補正できる。しかし、電気軌道に流れる電流が発生する強い磁界などにより、車体の着磁状態が変化した場合、以後、着磁変化分の影響で

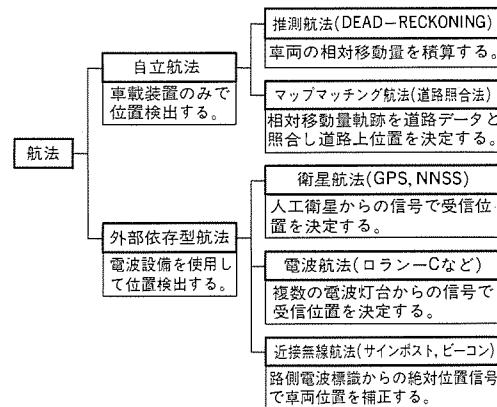


図1. 各種の航法

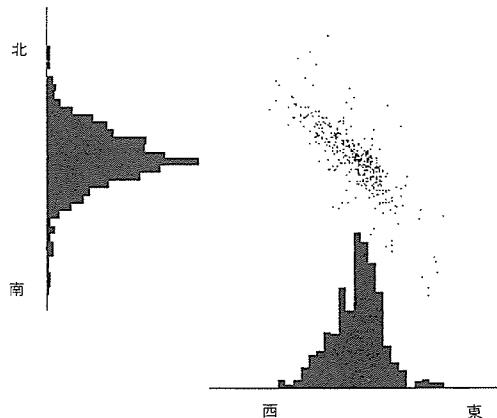


図 2. GPS受信位置の定点連続受信結果例

(東西, 南北の頻度分布の分解能は10m)

地磁気方位ベクトルに着磁誤差ベクトルが重畠される。

前者の問題に対しては、地磁気方位センサと相対方位（方位変化角）センサの二つの方位センサを設け、相互に不得手な特性を補完する方法がある。

後者の問題に対しては、各種の着磁補正方法が提案されているが、まだ十分なものは得られていない。

相対方位(方位変化角) ϕ は、左右車輪の回転角差を利用する車輪速センサ、ガスレートジャイロ、光ファイバジャイロなどの角速度センサなどで検出できる。ここでは、車輪速センサによる検出方法について述べる。

車輪速センサによる相対方位は、左右車輪の移動距離を検出し、その差を左右車輪の間隔で除して求める。

しかしながら、車輪速センサによる相対方位のみは、タイヤ摩耗、交換、空気圧、すべり、乗車人員や荷物の積載などの車両状態の変動、及び道路傾斜や路面状態などで誤差を持つ。これらの誤差の影響を少なくするために、車輪速センサの補正が欠かせない。

車両方位 θ は、地磁気方位センサで求めた絶対方位 ω と車輪速センサで求めた相対方位 ϕ （方位変化角）の両方を用いて、例えば、

の式で求めることができる。 k は所定の値(0~1)であり、地磁気方位の乱れの状況などにより切り替える。

しかしながら、推測航法は、二次元平面上を車両が移動するものとして近似的に位置を求めるものであり、本質的に距離誤差あるいは方位誤差が入り込むため、他の航法と併用しなければ十分な精度が得られない。つまり、推測航法は微視的移動では高精度が得られるが、巨視的移動では誤差が累積する。

2.2 マップマッチング航法⁽¹⁾

マップマッチング航法は、概念的には、推測航法で求めた位置の系列すなわち軌跡と、ディジタル地図データによる道路との相関係数を求め、相関の高い道路上位置へ車両位置を修正することを原理とし、車両外部に設備を必要としない自立航法に含まれる。

デジタル地図データは、普通この航法に合った専用のものを作成して使用される⁽²⁾。

マップマッチング航法によると、比較的長い直進走行後の右・左折時などにおいて、推測航法で生じた累積誤差及び地図データの作成段階に入る誤差が原因して、本来の道路とは異なった道路に誤って位置補正されてしまい、正しい道路、位置へ自動的には復帰できないことがある。これはマップマッチング航法が自立航法であるがゆえに保有する本質的かつ致命的な問題点である。したがって、この航法では、運転者の位置修正操作が時々必要となる。また、地図データの作成とその更新において、相当の費用を考慮しなければならない。

2.3 衛星航法⁽³⁾⁽⁴⁾

人工衛星からの航法電波を受信して位置を検出するNNSS (Navy Navigation Satellite System) や、それにとって替わりつつあるGPS (Global Positioning System) による航法は、衛星航法と呼ばれる。GPSは、米国防総省が開発を進めている全世界的測位システムで、高度約2万kmの6軌道に予備を含めて各4個ずつの人工衛星を配置し、その中の3～4個からの航法電波を順次受信し、當時2ないし3次元測位できるシステムである。

受信位置は、3個の衛星から受信位置までの距離を同時に測定すれば、衛星の時々刻々の位置は受信した軌道データから算出できるから、その衛星位置を原点として測定された距離を半径とする3球面の交点として求めることができる。現在、利用可能なGPS衛星の数は、試験衛星を含めて14個（1990年8月現在）で、1993年にはすべての衛星が配置される計画である。現在のGPSによる位置精度は、精度の良いときで約30mが得られている。ところが、衛星の配置やマルチパスにより、100m近い誤差が含まれたりする。また、一般に解放された電波による精度は、約100mに意識的に劣化させると言われている。そのためGPS単独では、道路を特定できる精度が常に得られるとは限らない。つまり、GPSは間欠的利用が可能で、絶対位置が得られるが、車両の存在する道路上の位置を特定できるほどの精度はない。GPS受信位置の定点連続受信結果の例を図2に示す。

2.4 その他の航法

地上の各所に設置された電波灯台（デッカ、オメガ、ランプなど）からの電波を受信して位置を知る方式は、電波航法と呼ばれる。これらは元来、航空機を対象としたものであるため、車両用としては精度が不十分である。道路沿いの随所にサインポスト、ビーコンといった絶対位置座標を示す電波送信源を配置し、その電波を受信

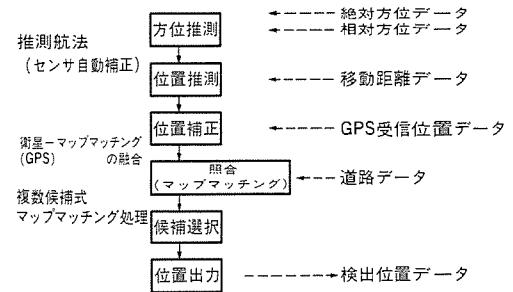


図3. 位置検出装置における処理手順

して位置を知る方式は、近接無線航法と呼ばれる。これは電波送信源設備の配備が必要である。

以上で述べた衛星航法、電波航法、近接無線航法のどれにおいても、電波が届かない所や、ビル、トンネル、山などで電波の到来が遮られたときには利用できない。そのため、これらの航法は、道路上の位置を特定する程度の精度を期待する車載応用では、推測航法を併用する必要がある。

以上の説明でも明らかのように、推測航法は、車両位置検出を支える基本技術であり、この性能の良否は位置検出装置の性能を直接左右する。また、マップマッチング航法、GPSを利用する衛星航法（GPS航法）は相互に補完する性質を持つもので、両者の特長を生かした融合が重要である。

3. 開発した位置検出装置における主要新技術

開発した位置検出装置は、地磁気方位センサ、車輪速センサ、GPS受信機及びCD-ROM地図データベースを備えたコンピュータシステムで構成した。その位置検出に用いた主要な新技術の概要は、以下のとおりである。なお、各新技術を展開した位置検出の処理手順は図3のとおりである。

(1) 推測航法の強化

地磁気方位センサでは地磁気方位円中心を、車輪速センサでは相対方位補正係数を、それぞれ環境の変化に適合して学習させ、車体着磁、偏った外乱に強い自動補正を実現。

(2) 複数候補式マップマッチング航法の確立

紛らわしい道路では、複数の車両位置候補点を想定し、各候補ごとに推測航法で生じた位置の累積誤差をリセットし、正しい位置への早期復帰を実現。

(3) GPS-マップマッチング複合航法の確立

マップマッチング航法で生じた複数候補を取捨選択し、推測航法、マップマッチング航法で生じた位置誤差をGPS受信位置データで間欠的に補正してキャンセルし、位置修正操作を不要化。

以下、各技術の詳細と評価結果例について述べる。

3.1 推測航法の強化

地磁気方位センサの自動補正と相対方位センサの両方において、環境の変化に適合して学習する自動補正を実現し、より信頼性の高い方位検出ができるようにして推測航法の強化を図った。ここでは、これらのセンサの自動補正について述べる。

3.1.1 地磁気方位センサの自動補正

ここで述べる地磁気方位センサの自動補正では、基本的には、車両が走行中に90°前後旋回するたびに、旋回前後の地磁気方位センサ出力(u , v)及び車輪速センサによる旋回角、旋回方向を基に、地磁気方位ベクトル始点を推定・演算し、その点をその後検出する地

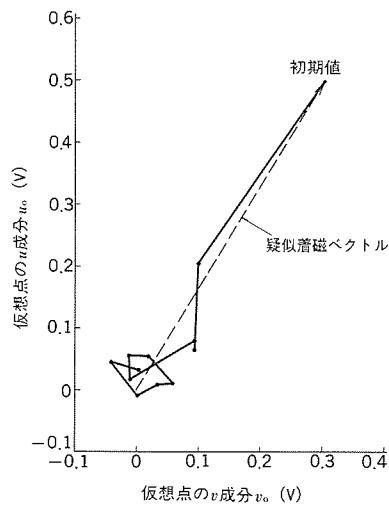


図4. 地磁気方位円中心の学習による推移例

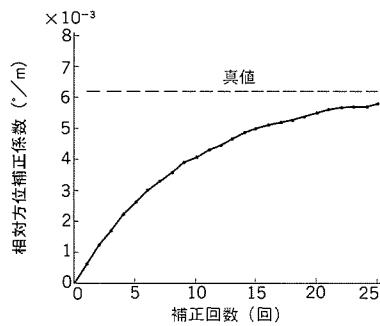


図5. 相対方位補正係数の学習による推移例（初期段階）

磁気方位のベクトル始点とした。しかしながら、これだけでは地磁気の乱れや演算誤差などがあって演算のたびに始点が大きく揺れ動くため、実用的な精度は得られない。その点を徐々に移動させるために、始点データが一定数集まれば単にそれらの平均位置に移動する方法や、始点データの移動平均位置に移動する方法があるが、応答性に問題がある。つまり、過渡時の精度が悪い。

そこで、算出した地磁気方位ベクトル始点を、前回に学習した仮想点（学習点）からのかい（乖）離の一定割合（学習係数）だけ、今回算出の始点に近づけた位置を新たな仮想点（学習点）とし、その点をその後検出する地磁気方位のベクトル始点とした。つまり、地磁気方位ベクトル始点（地磁気方位円中心）の仮想点(u_0, v_0)を設け、その位置を地磁気環境に適応して学習させた。また、地磁気方位ベクトル長も同じようにして学習させた。

さらに、学習の信頼性を上げるために、これまでの学習結果を基準にして、以下に示す評価に応じたフィルタリング処理を行った。

- (1) それまでの地磁気方位ベクトルの大きさを学習させておき、それに対する検出ベクトルの大きさの比率を評価する。
- (2) 地磁気ベクトル終点の、その移動平均位置からの乖離が、上述の学習ベクトルの大きさの一定割合を越えているか否かを評価する。
- (3) 演算誤差の拡大を防ぐため、旋回角の範囲を評価する。
- (4) 旋回前後の地磁気方位は、地磁気の安定性に応じた学習係数とするために、地磁気方位の推定誤差の絶対値の移動平均を安定度として求め、これが所定の値を越えたか否か評価する。
- (5) 移動距離が、長くなれば長くなるだけ累積誤差が増大する。したがって、車輪速センサによる相対方位の精度を劣化させないため、走行距離の上限を評価する。

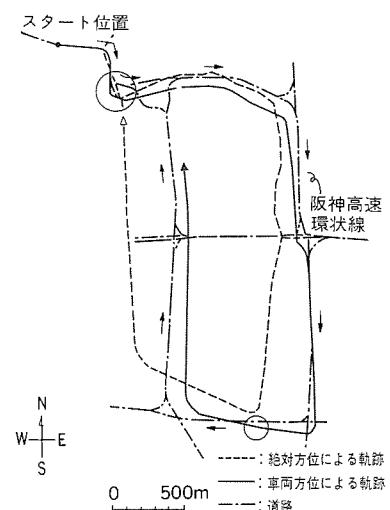


図6. 推測航法による走行軌跡例

以上のような地磁気方位センサの自動補正により、高速道路出入口などの局所的に偏った地磁気外乱環境下でも検出方位の精度が劣化せずに、広域的な地磁気環境の変化に適応して学習が進むようになった。また、少々の車体着磁が発生した場合でも、車両の旋回のたびに、検出される車両方位が遅れなく自動的に補正されるようになった。実際のセンサデータを基に、コンピュータ シミュレーションを行った場合の地磁気方位円中心の学習による推移の例を図4に示す。これによれば、地磁気方位円中心の仮想点(u_0, v_0)が、車体着磁を想定して疑似的に与えた所期値（破線で示す。）から、速やかに原点近傍へ推移し、収束する様子が分かる。

3.1.2 車輪速センサの自動補正

車輪速センサによる方位変化に含まれる誤差は、車両の移動に伴って累積する。一方、地磁気方位は、誤差が累積しない性質を持っている。この点に着目し、車輪速センサ出力から相対方位を算出する際に使用している相対方位補正係数を、移動に伴って自動的に変更（学習）させるようにした。具体的には、所定距離以上の移動における前述の車両方位及び相対方位（車輪速センサによる。）のそれぞれによる方位変化から、単位距離当たりの方位変化誤差を算出し、この誤差に応じかつ所定の割合（学習係数）だけ、以後の相対方位補正係数を補正させる。この場合、地磁気方位による方位変化への例外的な車体着磁の影響を避けるため、この方位変化が一定の値以下の場合に限って学習させる。

そして、車両方位は、例えば下記のルールに基づいて前述の車両方位 θ_i の決定式を演算して求める。

- (1) 磁気の乱れが大きい所では、車輪速センサを重視する。
- (2) 旋回時は、通常時より車輪速センサを重視する。

これらの処理により、相対方位の精度を飛躍的に向上させることができた。また、タイヤ交換をしても問題なく、適応・作用するなどの結果が得られた。実際のセンサデータを基に、コンピュータ シミュレーションを行った場合における相対方位補正係数の学習による推移（初期段階）例を図5に示す。また、このようにして強化した推測航法による走行軌跡例を図6に示す。図5によれば、相対方位補正係数は、補正回数が20回程度で9割がた収束し、また15回では1km走行で約1°しか狂わない程度になることが分かる。図6によれば、車両方位による軌跡の方が、絶対方位のみによる軌跡より走行道路パターンに類似しており、推測航法強化の効果が分かる。

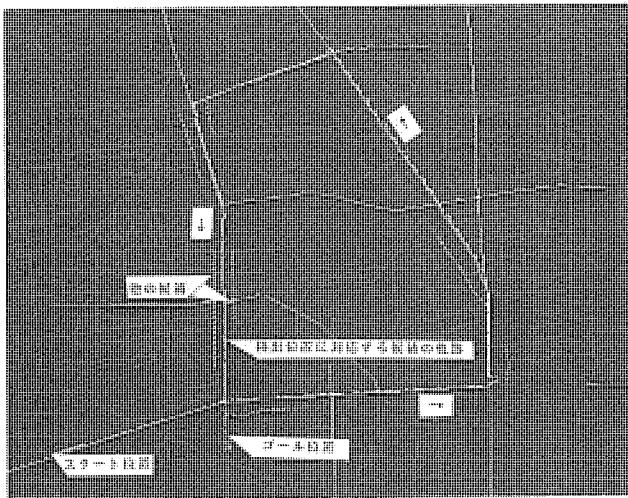


図7. 複数候補式マップマッチング航法のシミュレーション結果例

3.2 複数候補式マップマッチング航法

ここでは、複数の車両位置候補点を想定する複数候補式マップマッチング航法について述べる。

この航法は、上述したような推測航法（とGPS航法の両方）で推定した位置、方位あるいはそれらの履歴などをパラメータとして、ディジタル地図データによる道路との相関係数を演算し、相関係数に応じて道路上の位置へ補正したり、しなかつたりする。つまり、センサの累積誤差で決まる範囲内の継続した道路を対象にして、場合によっては複数の位置を推定し、各位置ごとに相関係数を演算し、係数のレベルに応じて、さらに以後の位置の推定あるいは位置の推定／補正のプロセスを繰り返すようにした。したがって、推測航法による位置の更新が、同時に複数進行することがある。このように、推定位置が複数の場合は、位置補正が継続しているものを優先し、そして相関係数が大きいものを優先して、検出位置として出力する。

この航法の確立により、より早い時点に正しい位置を特定できるようになった。この航法の、実データを基にしたシミュレーション結果の例を図7に示す。これによれば、紛らわしい交差点では複数の車両位置候補を適切に生成し、実走行道路に対応する候補を的確に選択していることが分かる。また、実状に合わない候補を妥当な位置で抹消していることも分かる。

3.3 GPS-マップマッチング複合航法

ここでは、GPS-マップマッチング複合航法について述べる。この航法は、GPS利用の測位（受信位置）データを基に複数候補式マップマッチング航法で生じた複数候補を取捨選択し、選択された候補の位置を補正し検出位置として出力する。具体的には、前述の強化推測航法、複数候補式マップマッチング航法で生じた誤差をキャンセルするため、GPS受信位置データで、間欠的に補正している。複数の候補が存在する場合には、あらかじめGPS位置データに最も近い候補を選択する。補正位置は、受信位置(XG, YG)、前回検出位置及び推測航法で求めた位置(XD, YD)そして所定の受信位置利用係数 α ($0 \sim 1$)に基づいて、次式によって求める。

$$\begin{aligned} X &= XD + (XG - XD) \cdot \alpha \\ Y &= YD + (YG - YD) \cdot \alpha \end{aligned} \quad \dots \quad (3)$$

受信位置利用係数 α は、システム起動の直後、位置修正の直後、受

信の継続性、(XG, YG)と(XD, YD)の間の乖離距離、衛星配置などの状況に応じて、その値を替える。つまり、GPS受信位置データは、車両位置の最終出力として使うのではなく、主に単なるセンサデータと見立て、複数候補式マップマッチング航法による位置修正に使用する。これにより、衛星航法とマップマッチング航法の融合性を確保した。

これらにより、GPS-マップマッチング複合航法では、マップマッチング航法における誤補正で正しい位置に復帰ができなくなるといった致命的な問題点を解決した。逆に、GPS航法における微視的観点での精度不足の問題点を、マップマッチング航法の長所つまり局所的な位置補正能力を活用して補完させた。

開発した位置検出装置の総合的な精度は、衛星の配置によるGPS受信位置データの有無、対象とする地区のマップマッチング航法用詳細地図データの有無、地磁気センサ及び車輪速センサの自動補正（学習）の進展度などパラメータが多いため、その定量的評価が難しい。そこで、複数候補式マップマッチング航法での誤補正を想定し、た位置ずれをわざと与えるとともに、実際のGPS受信位置データを用いたシミュレーションを様々な地域について行った。その結果、検出される位置は、例外なく正しい位置へ復帰することを確認できた。実験機を車載しての走行テストでも問題なく作用することが確認できた。

4. む す び

方位センサの自動補正を強化した推測航法と、複数候補式マップマッチング航法で補強したGPS-マップマッチング航法を世界に先駆けて開発した。これらにより、一度現在位置を入力すれば、バッテリを外すまでは、スタート位置、位置修正の入力操作が不要でかつ高精度の位置検出が可能となった。

その結果、ここで述べたナビゲーション用位置検出装置を核にした車載情報システムがマツダ㈱の新形車ユーノスコスモに採用・搭載された。

今後、このようなシステムの搭載車が増え、またサービス、公用などの業務用にも適用し、安全・円滑な交通環境が促進されると予想されるが、ここで開発した位置検出技術は、その場でも有用性を遺憾なく発揮するものと確信する。

この車載ナビゲーション用位置検出装置の開発において、惜しみない御協力、有益な御助言をいただいたマツダ㈱の関係者の方々に謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) T. Lezniak, et al. : A Dead Reckoning/Map Correlation System For-Automatic Vehicle Tracking, IEEE, VT-26, No.1 (1977)
- (2) J. Tanaka, et al. : Navigation System with Map-Matching Method, SAE Paper, 900471
- (3) 山田ほか : GPS航法装置, 日本無線技報, No.24 (1986)
- (4) 木村 : NAVSTAR/GPSの展望, 電波航法, No.26 (1980)

自動製氷機搭載5ドア冷蔵庫 スポットライト《スペシャリテ450 MR-B45J形》



食品、食生活やライフスタイルの変化に伴い、冷蔵庫に対して大容量化のニーズが高まってきています。そのニーズに応えるべく、食品を新鮮に保存でき、しかも機能的で整理性のよいコンパクトな大容量450ℓ 5ドア《スペシャリテ450 MR-B45J形》を開発、新発売いたしました。冷蔵庫をとりまく環境の変化には――

①食生活や食品の多様化に伴い、冷凍食品のバリエーションの増加やチューブ類などの小物食品からドレッシング・調味料、そして大きなビン詰食品まで、その形態・種類も相当な数になっています。

②住宅環境の変化は、冷蔵庫を食品ストッカーから総合ストッカーへと変化させ、省スペースで大容量かついろいろな食品を収納できることが、機能として要求されています。

③グルメ・健康志向が強まるなかで、夏だけでなく一年中、氷を飲み物や料理に取り入れることによって、食生活をより豊かに楽しもうとする意識の向上があります。

以上のような、今後大容量冷蔵庫に求められる「各部屋にたっぷりとストックできる」「多様化する食品をしっかりと整理して収納できる」「省スペース設計」などの機能を満たすモデルとして、現在の冷蔵庫技術を駆使して開発したもので

特長

●多種多様な調味料類、ビン詰食品を使い易く整理してストックできるマルチフロー方式《スパイスルーム》を採用。

- 業界初の、透明度の高いおいしい氷が自動的にできるオートピュアアイスシステムを搭載。
- フリーザーの扉ポケットに直接冷気を送り込む三菱独自の“マルチフリージングカプセル”を搭載したワイドな大容量100ℓフリーザー。
- 容積効率54%と、450ℓの大容量ながら台所に収まりの良い省スペース設計。
- フリーザー、冷蔵室にも、庫内をむらなく冷やすマルチフロー方式を採用。
- フリーザーを明るく照らすフリーザーライトの採用。
- 大きな素材から小さな食品まで、たっぷりストックできるワイドタイプの75ℓ引き出し式チルドルーム。
- 湿度を約80~90%に保つワイドな野菜室。
- 庫内のイヤな匂いを取り去り、氷もおいしく味わえるマルチフロー電子脱臭を搭載。

仕様

種類	冷凍冷蔵庫	
	全體	450ℓ
有効内容量	冷凍室	100ℓ
	冷蔵庫	145ℓ
	スパイスルーム	50ℓ
	チルドルーム	75ℓ
	野菜室	80ℓ
外形寸法	高さ	1799mm
	幅	760mm
	奥行	608mm
重量(質量)		87kg
定格電圧・周波数		100V・50/60Hz
電動機定格消費電力		150/160W
電熱装置定格消費電力		150/150W(霜取り時)
消費電力量		59/59(kW・h/月)
電源コード(有効長さ)		2.5m
冷凍室の記号		★★★ フォースター

消費電力量は日本工業規格(JIS C 9607)に定められた方法で測定した値で、年平均1ヵ月当りの消費電力量を示します。

スポットライト C帯16W高出力GaAs FET

当社では、既にC帯(4~8GHz)において出力電力4W及び8Wの高出力GaAsFET, MGFC36V/C39Vシリーズを製品化しております。国内外のユーザの方々から高い評価をいただいています。今回、これらのシリーズに加え、さらに高出力のMGFC42Vシリーズを開発・製品化しました。本シリーズは、高出力及び高効率化を図るため、新たに開発したゲート金属並びに、リセス構造を採用したFETチップを4個使用しております。パッケージ内には、FETチップのほかに、電力分配/合成並びにインピーダンス整合用のマイクロ波平面回路が内蔵されています(写真参照)。MGFC42V3742の代表的周波数特性を図1に、電気的特性を表1に示します。3.7~4.2GHzにおいて、直線電力利得10dB、1dB利得圧縮点出力16W、付加電力効率32%と、世界トップレベルの特性を有しています。さらに、デジタル伝送系用として3次相互変調歪が-45dBc(31.5dBm1波出力時)の特性の素子も準備しています。他に4.4~5.0GHz帯、5.9~6.4GHz帯、さらに6.4~7.2GHz帯の素子も既に製品化が完了しております。他の周波数帯(5.2~5.8GHz、7.1~7.7GHz、7.7~8.5GHz)の素子も、今年度中に順次製品化の予定です。

特長

- 高出力
出力電力16W(標準)
- 高利得
直線電力利得10dB(標準)
- 高効率
負荷電力効率32% (標準)
- 低歪
3次相互変調歪-45dBc(標準)
- 内部整合型
入出力とも、インピーダンス整合回路を内蔵しており、特別な外部整合回路は不要です。
- ハーメチックシール形パッケージ
図2に外形図を示します。

応用例

今回製品化したMGFC42V3742を使用した3.7~4.2GHz帯50dB利得28W出力増幅器のFET構成例を図3に示します。このように、20Wクラス以上のFET固体増幅器が容易に実現でき、TWT(進行波管)増幅器からGaAsFET増幅器への置き換えが一層促進されると予想されます。特に、GaAsFET増幅器は歪み特性が優れているため、デジタル通信網に広く用いられると考えられます。

用途

C帯マイクロ波通信装置(地上、衛星搭載)やレーダなどの電力増幅器用となります。

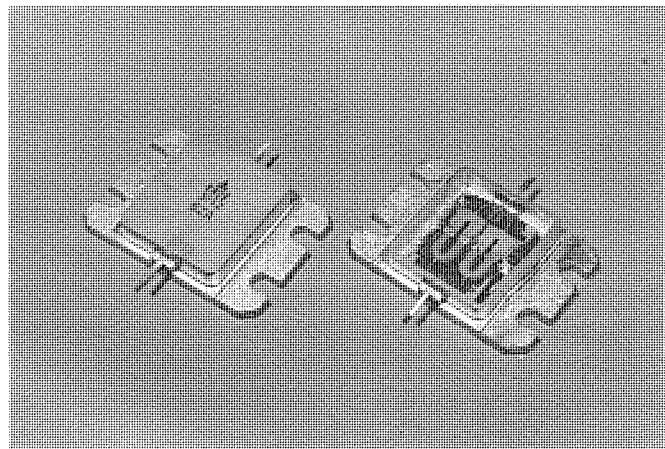


表1 MGFC42V3742 電気的特性

記号	項目	条件	規格値			単位
			最小	標準	最大	
loss	ドレイン電流	$V_{DS}=3V, V_{GS}=0V$	—	9	12	A
g_m	相互コンダクタンス	$V_{DS}=3V, V_{GS}=1V$	—	4	—	S
$V_{GS(OFF)}$	ゲート・ソース開 じや断電圧	$V_{DS}=3V, V_D=80mA$	-2	-3	-4	V
$R_{th(CH-C)}$	チャネル・ケース間 熱抵抗	—	—	1.6	1.9	°C/W
P_{1dB}	1dB利得圧縮点 出力電力	$V_{DS}=10V$	41.5	42.5	—	dBm
G_{LP}	直線電力利得	$Io=0.51DSS$	9	10	—	dB
η_{add}	付加電力効率	$f=3.7\sim4.2GHz$	—	32	—	%
IM_3	3次相互変調歪	$\Delta f=10MHz$ 2Tone Test $P_0=31.5dBm$ S.C.L.*	-42	-45	—	dBc

*Single Carrier Level.

図1 MGFC42V3742
周波数特性

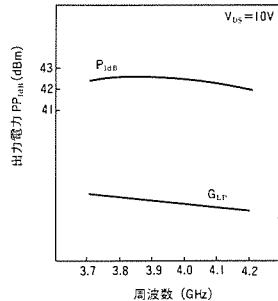


図2 MGFC42Vシリーズ外形図

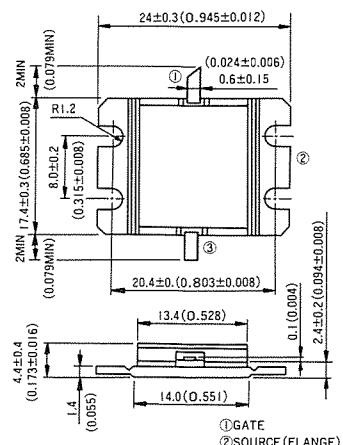
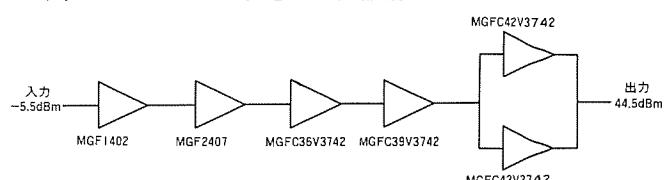


図3 3.7~4.2GHz帯電力増幅器構成例



電話機用DTMFレシーバIC

スポットライト M50177P

最近、ホームオートメーションシステムや留守番電話機などが普及しつつあります。このシステムでは外出時に、電話回線を通じてDTMF(Dual-Tone-Multi-Frequency)信号により、システム内のマイコンを制御し、家庭あるいはオフィス内の機器を外にいながら、自由にコントロールすることができます。この場合、DTMF信号を受けるレシーバ機能が必要になりますが、当社のDTMFレシーバICは、フィルタ回路とデコーダ機能を内蔵しており、DTMF信号が入力されると、出力にプッシュホンのいずれのボタンが押されたのかを示す4ビットバイナリコードが outputされます。さらにコールプログレストーンフィルタを内蔵していますので、コールプログレストーンを使用するシステムでは、部品数の削減と低コスト化に大きく貢献します。

特長

- 外形は22ピンDIP。
- コールプログレストーンフィルタを内蔵しており、検出周波数帯域を(340~640Hz/680~1280Hz)の2種類に切り替えることができます。また、出力波形はコールプログレストーンの周波数を持つパルス波形です。
- 水晶振動子(3.579545MHz)を使用します。
- 入力アンプはゲイン調整が可能です。
- ガードタイム(ボタンを押している時間が有効になる時間)は外付けの抵抗とコンデンサにより設定可能です。

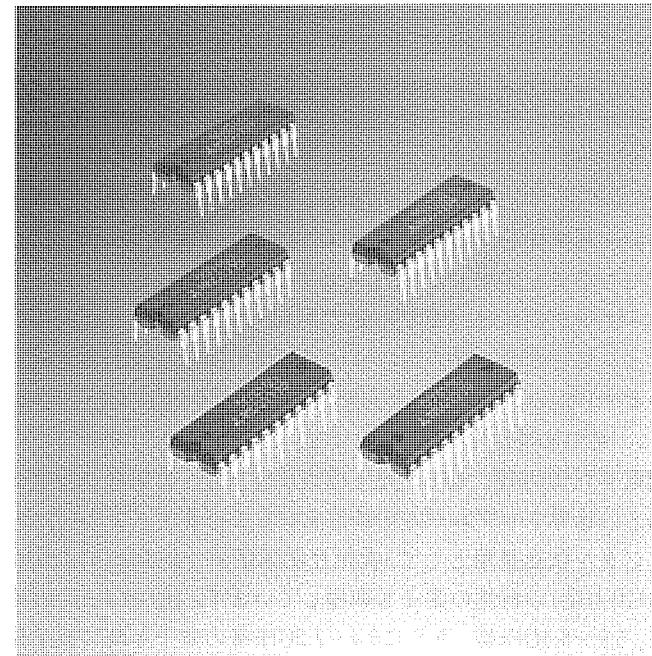
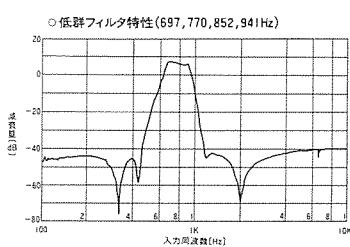
仕様

- 電源電圧.....4.75~5.25V
- 回路消費電流.....5.5mA(at Vcc = 5V)(標準)
- 最小DTMF信号入力レベル.....-28dBm
- 動作周囲温度.....-10~+70°C

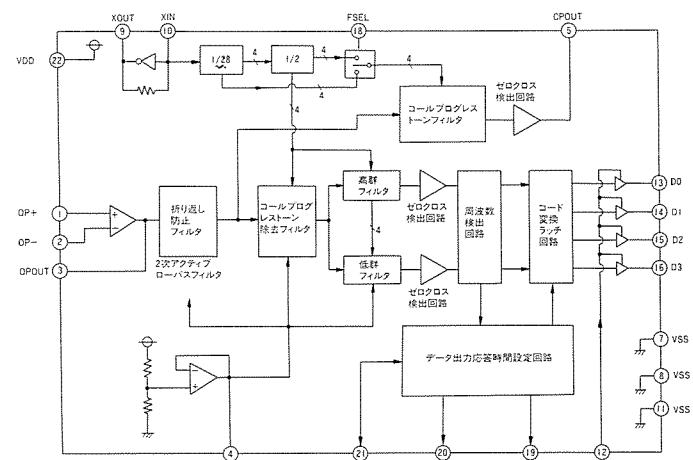
用途

- 留守番電話機
- HAコントローラ

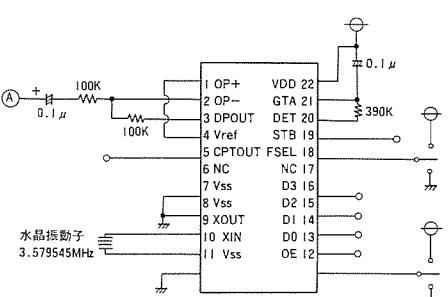
DTMF信号フィルタ特性



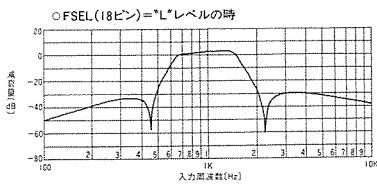
ブロック図

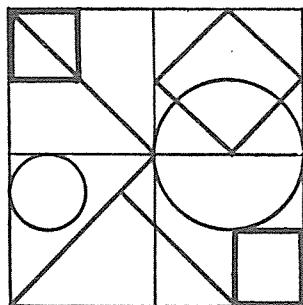


応用回路例



コールプログレストーンフィルタ特性





有償開放についてのお問合せ先 三菱電機株式会社 知的財産専門部 TEL (03) 218-2139

階段昇降装置 (特許 第1560185号)

発明者 寺沢 宏保

この発明は、階段に沿って車椅子用の搬器等の昇降体を昇降させる装置に関するものである。

階段に沿うガイドレールに案内される昇降体に、移動経路上の障害物を検知する超音波検出器等の検知器を設け、この検知器の動作により移動の制御が行われる。しかし、昇降体の移動経路には階段に沿う傾斜部と、乗降場や踊り場の水平部が形成される。したがって昇降体と移動経路面の間隔は一定でなく、安全性向上のために検知器の検知領域を移動経路面近くに設定すると移動経路面までの間隔の相違によって移動経路面を検知して誤動作するという問題点がある。

この発明は、図1、図2のように構成され、(1)は傾斜部(1a)、水平部(1b)からなる階段、2、3は階段(1)に沿って設置されたガイドレール、(4)はガイドレール(2)、(3)に案内されて移動する昇降体、(5)は昇降体(4)に設けられ上昇方向に検知領域(5a)を形成する検知器、(6)は昇降体(4)に設けられ下降方向に検知領域(6a)、又は検知領域(6a1)を形成する検知器、(7)はガイドレール(3)に固定されて水平部(1b)に対応したカム、(8)は昇降体(4)に設けられてカム(7)に係合する作動レバー(8a)を有する位置検出器である。

そして、上記の構成により次に述べるように動作する。すなわち、昇降体(4)が傾斜部(1a)を移動中は位置検出器(8)が動作しないの

で、検知器(6)は検知領域(6a1)の出力を発し障害物を検知する。そして、昇降体(4)が下降し傾斜部(1a)から水平部(1b)に移動する直前に位置検出器(8)が動作する。これによって検知器(6)の出力が検知領域(6a1)よりも狭い検知領域(6a)に切り替えられる。このため、検知器(6)が水平部(1b)面を検知して生じる誤動作を防ぐことができる。

以上、説明したようにこの発明は昇降体(4)に設けた障害物の検知器(6)の検知領域を昇降体(4)と移動経路面との間隔に応じて変化させたものである。これによって移動経路の全域において適正に障害物を検知することが可能となり、誤動作を少なくする効果がある。

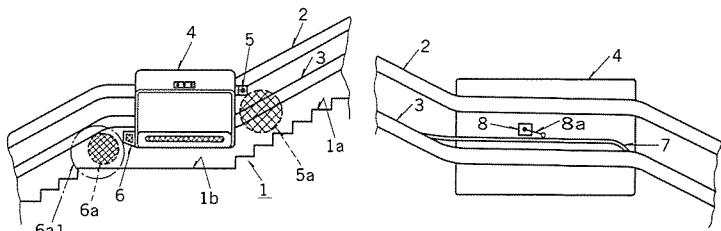


図1.

図2.(図1の背面図)

プッシュスイッチ

(実用新案登録 第1611503号)

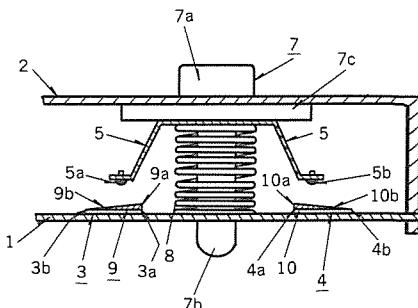
考案者 曽原 泰之、杉江 啓

この考案は、押しボタンを押す、開放することにより回路基板上の二つの接触パターン間の短絡、開放を行うプッシュスイッチに関するものである。

図に示すものにおいて、バネ(8)に抗して押しボタン(7)を開放位置より押し下げていくと、まず接点(5a)、(5b)がそれぞれ接触パターン上に形成されたクサビ形の抵抗成分(9)、(10)に接する。この結果、二つの接触パターン(3)、(4)は抵抗を介して短絡するので、抵抗がない場合と比して電圧、電流の急激な立ち上がりがない。更に、押しボタン(7)を押し下げていくと、接触子(5)の脚部はより大きく拡開していく、その先端に支持される接点(5a)、(5b)はそれぞれ抵抗成分(9)、(10)のクサビ形の上面を滑りながら先鋒端部(9b)、(10b)へ向かって進み、最終的にはこの抵抗成分(9)、(10)を介することなく、直接短絡された形となり、以上で短絡動作は終了する。開放動作については、上述とは全く逆の動作となる。

以上のように、この考案によれば、スイッチの投入直後に接触子

脚部がクサビ形抵抗の肉厚部上面から徐々に下降し、抵抗値を段階的に小さくすることができ、またスイッチの開放直前に抵抗値を段階的に大きくすることができるので、接触パターンと離れている接触子が短絡する際のスパークを防止し、スイッチのON-OFF作動時の電圧、電流の変化を緩和することができると共に、スイッチング作動の円滑化を図ることができる。



交流エレベータの制御装置 (特許 第1471448号)

この発明は、交流電動機により駆動されるエレベータを制御する装置において、回生電力を処理する装置を不要としたものである。

図に示すものにおいて、かご7の実速度を示す速度信号 V_t が速度指令信号 V_p よりも低い領域では、加算器16に接続され速度指令信号 V_p と速度信号 V_t の偏差信号の極性により接点17a～17dを切り換える切換装置17の動作により、接点17a, 17bは閉成し、接点17c, 17dは開放している。したがって、電動機4は速度指令信号 V_p に沿って電圧と周波数をほぼ比例して変化させる、いわゆる電圧／周波数一定制御により運転される。このとき、かご7は重負荷で下降中であれば、加速終了すると速度信号 V_t の方が速度指令信号 V_p よりも高くなり、回生運転に入る。切換装置17が、 $V_p \geq V_t$ を検出すると、接点17a, 17bは開放し接点17c, 17dは閉成する。接点17cの閉成により利得調整器18は動作し、周波数指令発生器10の入力が調整され、周波数指令信号 V_t が電動機4のすべりが次式を満足する値になるよう低下する。

$$S = - \frac{r_2}{r_1 + g_0 Z^2}$$

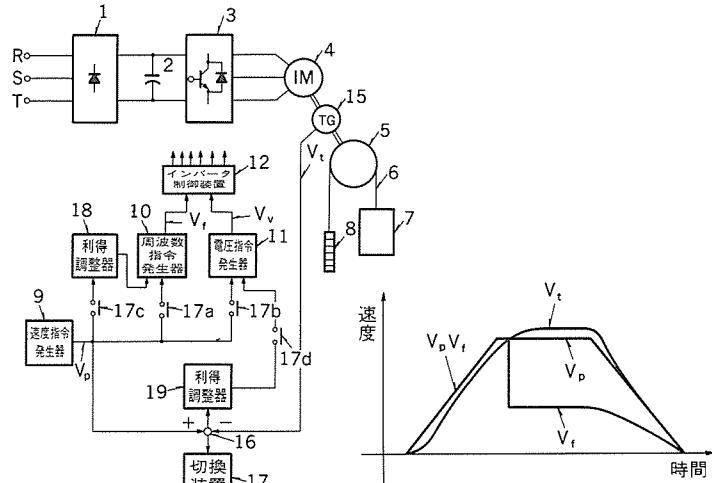
ここで、Sはすべり、 r_1, r_2 は一次側及び二次側の抵抗、 g_0 は励磁コンダクタンス、 Z は $\sqrt{(x_1+x_2)^2+(r_1+r_2/s)^2}$ (x_1, x_2 は一次側及び二次側のリアクタンス)。

一方、接点17dの閉成により利得調整器19の出力が電圧指令発生器11に与えられ、電圧指令信号 V_p と速度信号 V_t の偏差信号に比例し

発明者 野村 正実
た値となり、インバータ3の出力電圧が制御される。また、次式によって表される制動トルク T_b が制御され、かご7は速度指令信号 V_p に従って運転される。これにより、安価な回路で乗り心地の良い運転が得られる。

$$T_b = \left(\frac{V}{Z}\right)^2 \left(\frac{1-S}{S}\right) r_2 \cdot \frac{1}{n}$$

ここで、 V は端子電圧、 n は電動機回転数。



四 1

2

〈次号予定〉 三菱電機技報 Vol. 64 No.10 昇降機特集

特集論文

- 未来のエレベーターが構築する未来の社会
 - 昇降機技術の展望
 - 新シリーズエレベーター 《グランディ》
 - データネットワーク形エレベーター制御システム
 - 油圧式エレベーター用新駆動制御システム
 - エレベーターにおけるヒューマンファクター
 - インバータ制御を用いた超高速エレベーター
 - 最新のエレベーター意匠技術
 - エレベーター遠隔監視制御システム

●新車いす乗用ステップ付きエスカレーター

普通論文

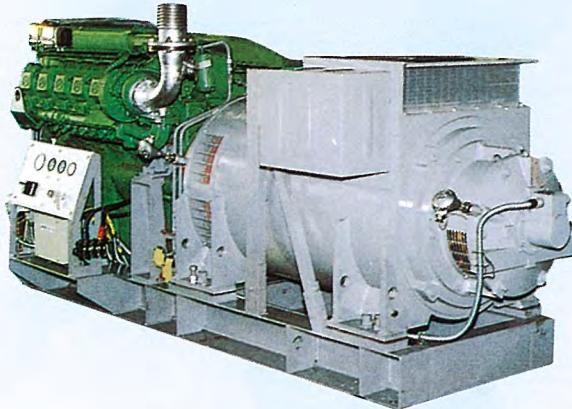
- 超限流遮断器 “ニューウルトラシリーズ”
 - エキスパートシステムの自動列車運転装置への適用
 - 三菱EWS “MEシリーズ” ME250／250FX
 - 光CATV用DFBレーザ
 - 同期設計ASIC用静的タイミング検証システム TACSV
 - 自動車用16ビットワンチップマイコンM37794E3TJ
 - MEシリーズ用機械系CAEシステムMECA

<p>三菱電機技報編集委員会</p> <p>委員長 山田 郁夫 委員 名畠健之助 ノ 福岡 正安 ノ 宇佐美照夫 ノ 風呂 功 ノ 大原 啓治 ノ 松村 恒男 ノ 紅林秀都司 ノ 吉岡 猛 ノ 鳥取 浩 ノ 柳下 和夫 幹事 長崎 忠一 9月号特集担当 橋本 勉</p>	<p>三菱電機技報64巻9号</p> <p>(無断転載を禁ず)</p> <p>1990年9月22日 印刷 1990年9月25日 発行</p> <p>編集兼発行人 長崎 忠一 印刷所 東京都新宿区榎町7 大日本印刷株式会社 発行所 東京都千代田区大手町二丁目6番地2号 日本ビル 650号室 (〒100) 三菱電機エンジニアリング株式会社内 「三菱電機技報社」 Tel.(03) 218局2806 発売元 東京都千代田区神田錦町三丁目1番地 (〒101) 株式会社 オーム社 Tel.(03) 233局0641(代) 振替口座東京6-20018 定価 1部721円(本体700円) 送料別 年間予約は送料共9,373円(本体9,100円)</p>
--	---

三菱常用自家発電設備

中容量 MDGシリーズ

スポットライト



国内で、コ・ゼネレーション、常用発電設備の需要が旺盛となっています。それらの需要に対応するため、300、500、562.5 kVAの三機種ディーゼル発電機を三菱常用発電設備“MDGシリーズ”としてシリーズ化しました。この発電設備は標準出力電圧を6,600Vとし、商用との系統連係、複数台の並列運転及びそれに伴う発電一定制御、受電一定制御などの電力運用制御が可能なものです。

特長

● インテリジェント発電機盤

発電機制御インテリジェントコントローラMELGICを使用しています。シーケンス制御及びデータ演算はマイコンで行い、計測表示をデジタル表示にしました。故障表示は故障発生時にディスプレイ表示させ、モード表示、状態表示、スイッチ選択状態はLEDで表示します。

仕様

形名		MDG 375		MDG 500		MDG 562.5	
周波数	Hz	50	60	50	60	50	60
定格出力	kVA	325	375	437.5	500	475	562.5
	kW	260	300	350	400	380	450
回転数	rpm	1500	1800	1500	1800	1500	1800
定格電圧	V			6600		0.8(遅れ)	
定格力率				CFC形(円筒回転界磁形)		自己通風方式	
発電機	形式			開放保護形(JP20)			
	保護方式			プラシレス励磁方式			
	励磁方式			4極			
	極数			F種			
発電機盤	形式	屋内閉鎖自立形(JEM 1425-CW級)					
	しゃ断器	VF形 真空しゃ断器					
	構成	しゃ断器、励磁装置、計測装置		機関及補機制御、保護警報			
	制御電源	DC 100V					
エンジン	形名	12VDBL430T		12VDBL 600TC			
	形式			4サイクル 水冷直接噴射式 過給器付			
	冷却方式			二次冷却(熱交換器)式 ターリングタワー冷却			
	始動方式			電気始動 (DC24V)			
	燃料			軽油JIS2号 又は A重油			

● 小形軽量

発電機は円筒回転界磁形(CFC形)で小形軽量化し、エンジンとのカップリングもコンパクトにまとめています。

● 信頼性、耐久性

円筒形回転子採用の頑丈な発電機、信頼性の高いエンジン、マイコンを使用し高機能化させた発電機盤によって構成されており、信頼性、耐久性が極めて優れています。

● 制御機能

単独運転以外系統との並列運転、複数台の並列運転を行う場合、御要望に応じ、次のような制御を行えるようにしています。

①系統連係時には、発電機力率をある範囲内に制限する制御を行います。

②発電機同士の負荷分担(比例配分)、系統連係時負荷量に応じた自動起動・自動停止・買電発電負荷配分、発電機台数制御を行なうことが可能です。

③買電・発電負荷配分は負荷量に応じ、買電量一定制御、発電量一定制御を自動的に行なうことが可能です。