

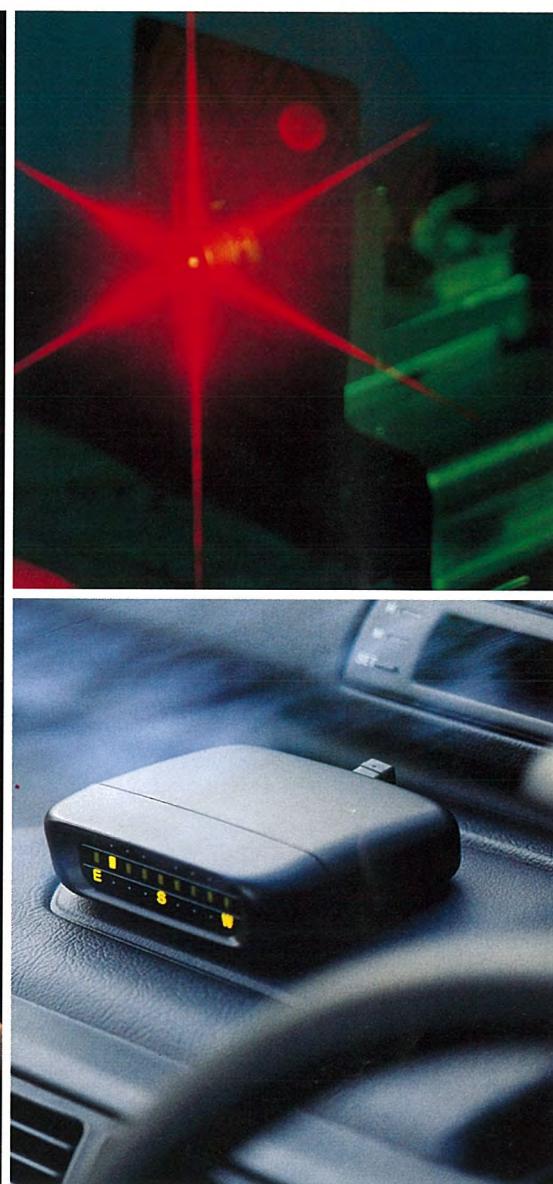
MITSUBISHI

三菱電機技報

MITSUBISHI DENKI GIHO Vol.66 No. 9

9
1992

カーエレクトロニクス/化合物半導体特集



カーエレクトロニクス／化合物半導体特集

目 次

カーエレクトロニクス特集論文

カーエレクトロニクス特集に寄せて	1
平田 繁	
カーエレクトロニクス技術の展望	2
弘中一光	
自動車用エアフローセンサ	5
岸本雄治・多田靖夫	
光学式燃料性状センサ	10
小河賢二・鈴木尋善	
自動車用電子制御ユニットの信頼性保証	14
池淵和宏	
電動パワーステアリングシステム	19
和田俊一・原 忠之・高下伸一・井沢克充	
半導体加速度センサ	24
番 政広・瀬々倉 孝・荒木 達・山本雅裕・大西正義	
移動体通信の動向	28
一ノ瀬友次・児山淳弥・佐藤一美・栗生和宏	
車載用音声認識装置	33
森廣義晴・下谷光生・金子和磨	
地磁気センサの応用	37
大沢 孝・種子島一史・木下英彦・滝田英徳	
空気清浄システム	44
八木 修・山本敏夫・西本幸生・三好伸男	

化合物半導体特集論文

半導体レーザの現状と動向	49
池田健志	
MOCVD/LPE成長法による1.3 μm Fabry-Perot レーザ	52
吉田一臣・樋口英世・水落 均	
ファイバアンプ励起用1.48 μm 高出力レーザ	56
村上隆志・中島康雄・高木和久・後藤勝彦	
光周波数分割多重(FDM)用レーザアレー	60
石村栄太郎・武本 彰・大石敏之・渡辺 齊・中島康雄	
光ディスク用可視光レーザ	63
有本 智・渡辺 齊・神里 武・西村隆司	
量子効果デバイス用材料技術	67
早藤紀生・大倉裕二	
BSコンバータ用超低雑音HEMT	71
細木健治・中野博文・巳浪裕之・服部 亮・加藤隆之	

特許と新案

走行情報表示装置、半導体レーザと光伝送路との光軸合せ装置	79
温風暖房機	80

スポットライト

新形単3中性線欠相保護付き漏電遮断器NV50-CFN～NV400-CFN	75
ストレートシロッコファン天吊埋込みシリーズ	76
N・CVT用電磁パウダクラッチ	77
ホール式クランク角センサ内蔵コイル一体形ディストリビュータ	78
新据置型自動車用空気清浄器	(表3)

表紙

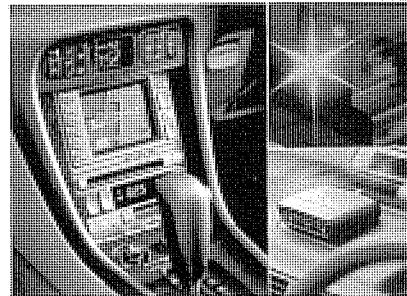
カーエレクトロニクス

左の写真は、走行車両の現在位置をモニタ画面上の地図に表示するもので自動車内・外の情報を統括するカーコミュニケーションシステムの中心機能となっている。

右下の写真は、車両の進行方向を地磁気センサを使って表示し、行先地との位置関係を分かりやすくする高精度の車両用方位計である。

化合物半導体

右上の写真は、次世代の光ディスク装置用光源として開発している赤色(680 nm)帯の可視光高出力半導体レーザである。組成の異なる結晶を3分子層ごとに20層重ねた多重量子障壁の採用と活性層へのひずみの導入で高出力動作を可能にした。



三菱電機技報に掲載の技術論文では、国際単位“SI”(SI第2段階(換算値方式)を基本)を使用しています。ただし、保安上、安全上等の理由で、従来単位を使用している場合があります。

アブストラクト

カーエレクトロニクス技術の展望

弘中一光

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 2 ~ 4

地球環境保全を始めとする新たな社会環境の変化の中で、それらとの調和を図りながら豊かな車社会を実現するためには、カーエレクトロニクス技術は必ず(須)の技術である。排ガス浄化、低燃費化のニーズに対しては制御技術の向上により、安全化のニーズに対しては危険予知技術の開発によって、情報化のニーズに対してはナビゲーションシステムをベースとして進められていく。

自動車用エアフローセンサ

岸本雄治・多田靖夫

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 5 ~ 9

従来品より飛躍的に高機能化を図った自動車用エアフローセンサを開発した。カルマン渦式エアフローセンサは流体的な形状の最適化と微小渦圧検出用圧力センサの採用によって最大計測範囲200倍を達成し、ヒートレジスタ式エアフローセンサでは汚損耐性の高い発熱体構造の採用と、プラスチック部品の多用化で20万km走行後の特性変化率が±2%以内の耐久信頼性をもち、280gと軽量化も達成できた。

光学式燃料性状センサ

小河賢二・鈴木尋善

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 10 ~ 13

燃料の屈折率を検出することにより、メタノール混合燃料中のメタノール濃度、又はガソリンの50%留出温度(T50)を検出する光学式燃料性状センサを開発した。このセンサは、屈折の法則を応用し、燃料の屈折率を内蔵した光学系によって半導体位置検出素子に入射する光スポットの位置として検出し、電圧信号に変換して出力する。この方式の採用により、広い耐環境温度・メンテナンスフリー等の特長が得られた。

自動車用電子制御ユニットの信頼性保証

池渕和宏

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 14 ~ 18

自動車の多機能化に伴い、高度に電子化された近年の自動車用各種制御システムでは、電子制御機器の信頼性が自動車全体の信頼性に及ぼす影響は極めて重大である。

本稿では、自動車における電子制御システムの信頼性を確保する上での品質保証の考え方について、特に電子制御ユニットの開発段階における手順を中心に紹介する。

電動パワーステアリングシステム

和田俊一・原 忠之・高下伸一・井沢克充

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 19 ~ 23

従来の油圧パワーステアリングに対し、省燃費、搭載性に優れ、制御の自由度の高い電動パワーステアリングシステムを実用化し、量産化している。このシステムは車両の操舵にかかる重要な保安部品で、高い安全性が要求される。この最新モデルのシステムの基本制御、各コンポーネントとそのフェイルセーフコンセプト、性能の概要と特長について紹介する。

半導体加速度センサ

番 政広・瀬々倉 孝・荒木 達・山本雅裕・大西正義

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 24 ~ 27

自動車のABS(アンチスキッドブレーキシステム)制御用に使用される半導体ひずみゲージ式の加速度センサを開発した。この加速度センサでは、センサオフセット出力の温度依存性を補償する高精度の温度補償回路を採用することで温度特性を向上させ、かつオイルダンピングによる動特性の調整によってセンサの耐衝撃性を向上させている。本稿では、この加速度センサの構造、原理及び特徴等について述べる。

移動体通信の動向

一ノ瀬友次・児山淳弥・佐藤一美・栗生和宏

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 28 ~ 32

移動体通信にはタクシー無線から無線呼出し(ペーパー)に至るまで多くのものがある。最近、NTTのムーバなどで、より一層小型化が進んだ自動車電話システムと、そのデジタル化など今後の動向について紹介した。また、パーソナル通信として新しく標準化された簡易形携帯電話システム(第二世代コードレス電話)の開発が進み、自動車電話とは違った移動体通信サービスが出現する。

車載用音声認識装置

森廣義晴・下谷光生・金子和磨

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 33 ~ 36

騒音に強いピッチ適用フィルタによる音声認識アルゴリズムを検討し、車載用音声認識装置を開発した。話者8名、20単語、5段階のS/Nについてのケースの評価用テープを作成し、同装置の性能試験を行ったところ、S/N 6dBで音声認識率92.1%、誤認識率3.8%を得た。

同音声認識装置を用いた音声認識自動車電話システムについて紹介した。

地磁気センサの応用

大沢 孝・種子島一史・木下英彦・滝田英徳

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 37 ~ 43

地磁気センサは、磁気計測装置の中でも重要な位置を占め、各方面にわたって応用されている。当社ではこれまでに車載用コンパスに始まり、その発展形であるナビゲーションシステムの自車位置検知システム、及びカラーCRTの画像回転や色むらを防止するための磁気キャンセル装置であるオートキャンセラに応用し、製品化した。

空気清浄システム

八木 修・山本敏夫・西本幸生・三好帥男

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 44 ~ 48

従来品に比べ、大幅な脱臭性能の向上と芳香発生機能を付加した新置型自動車用空気清浄器を開発・製品化した。電気集じん(塵)方式を採用、集塵ユニット開口部を最適設計し、小型ながら従来品並みの集塵性能を達成。高電圧とハニカム活性炭によるオゾン脱臭方式の採用により、従来比5倍の脱臭性能を得た。快適車室環境の創造における空気清浄システムの位置付けを明確にした。

Abstracts

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 24~27 (1992)

A Semiconductor Acceleration Sensor

by Masahiro Tsugai, Takashi Seseura, Toru Araki, Masanori Yamamoto & Masayoshi Onishi

The corporation has developed a strain-gauge-type semiconductor accelerometer for use in anti-skid brake systems. A temperature-compensation circuit enables the device to provide a stable, precise output with minimal temperature dependence. Oil damping is employed to enhance shock resistance. The article introduces the construction, principles and features of this new device.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 2~4 (1992)

A Survey of Automotive Electronics Technologies

by Kazumitsu Hironaka

Automotive electronics technology is an important element in addressing environmental protection issues and responding to other societal demands while realizing an attractive feature mix for new model cars. Advances in control technology are driving improvements in emissions control and fuel economy; the development of collision-avoidance technology is leading efforts toward safety improvements, and navigational systems are the major advance in car information technology. These advances will increasingly involve integration of on-board electronics with external support networks.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 28~32 (1992)

Trends in Mobile Communications

by Tomoji Ichinose, Atsushi Koyama, Kazumi Sato & Kazuhiro Aou

Mobile communications technology includes services ranging from wireless systems for taxis to pocket pagers. The article discusses trends toward smaller, digital products as exemplified by the NTT Mover cellular telephone. With the advent of new standards for personal communications, development of products such as second-generation simplified portable telephone systems is underway, promising communications qualitatively different from car telephones.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 5~9 (1992)

An Airflow Sensor for Automobiles

by Yuji Kishimoto & Yasuo Tada

An airflow sensor with dramatically improved capabilities has been developed. The measurable range of the Karman Vortex airflow sensor element has been increased by a factor of 200 through use of improved streamlining and a highly sensitive vortex pressure sensor. The heat resistor airflow sensor element employs a heating element with a new structure to reduce loss of accuracy due to element soiling. In addition, more plastic components have been introduced. The device retains accuracy within $\pm 2\%$ after 200,000km, and is light in weight at 280g.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 33~36 (1992)

A Voice Recognition System for Automobiles

by Yoshiharu Morihiko, Mitsuo Shimotani & Kazuma Kaneko

The authors investigated voice-recognition algorithms with band-specific noise filters for automotive use and developed a system for use in a voice-activated car telephone system. The system was tested with a tape recording of eight people speaking 20 words at five different S/N levels. The voice recognition rate was 92.1%, with an error rate of 3.8% at a 6dB S/N level. The article also introduces a voice-activated telephone system using this equipment.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 10~13 (1992)

An Optical Fuel Composition Sensor

by Kenji Ogawa & Hiroyoshi Suzuki

An optical fuel composition sensor has been developed that measures the refractive index to determine the methanol content of methanol-gasoline composite fuel, and to detect the 50% distillation temperature (T50) of gasoline. The sensor measures the refractive index using a semiconductor element to detect the position of an optical spot from a light source that passes through a clear cell containing the fuel. The position is output as an analog voltage signal. The sensor is maintenance free and operates over a wide temperature range.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 37~43 (1992)

The Application of a Geomagnetic Sensor

by Takashi Osawa, Kazufumi Tanegashima, Hidehiko Kinoshita & Hidetoku Takita

Geomagnetic sensors are among the most widely used magnetic sensing devices. The corporation has developed a compass for motor vehicle use and employed it in two commercial products. One is a navigation system employing the compass to implement vehicle self-locating functions. The other is an automatic magnetic field canceling system that prevents image rotation and color smear in color CRTs.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 14~18 (1992)

Quality Assurance for Automotive Electronic Control Units

by Kazuhiro Ikebuchi

The reliability of the electronic control unit for modern vehicles affects the reliability of the entire vehicle. The article reports on methods for ensuring the reliability of these control units, especially procedures used during equipment development.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 44~48 (1992)

An Air Purifier

by Osamu Yatsuki, Toshio Yamamoto, Yukio Nishimoto & Sotsuo Miyoshi

The corporation has developed a commercial air-filtration and air-freshening system for vehicle interiors with dramatically improved deodorizing performance. The unit consists of a high-voltage electrostatic dust collector combined with an activated-charcoal deodorizing system with a honeycomb configuration. The dust collector has an optimized air inlet configuration giving better performance than previous units in more compact dimensions. The deodorizer realizes five times the effectiveness of previous technology.

Mitsubishi Denki Gihō: Vol. 66, No. 9, pp. 19~23 (1992)

An Electrically Driven Power-Steering System

by Shun'ichi Wada, Tadayuki Hara, Shin'ichi Koga & Katsumi Izawa

Mitsubishi Electric is mass producing an electrically driven power-steering system that offers better fuel economy, easier installation and a wider range of control parameters than hydraulic units. Because steering is fundamental to safe vehicle operation, the system has been designed for high reliability to ensure steering system availability. The article describes the system features, performance and control concept, along with the constituent components and their fail-safe design features.

アブストラクト

半導体レーザの現状と動向

池田健志

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 49~51

半導体レーザの研究・開発動向を応用分野と関連付けて概観している。性能・機能面では、可視光化・高出力化・波長可変化・高速化・低ひずみ化の流れにあり、デバイス形態としてはアレー化と複合化に向かっている。これらの高性能化は、量子井戸や量子障壁といった量子効果の実用化と活性層へのひずみの積極的導入に支えられており、1分子層レベルで制御できる精密エピタキシャル結晶成長技術の進展によって可能になった。

MOCVD/LPE 成長法による 1.3 μm Fabry-Perot レーザ

吉田一臣・樋口英世・水落 均

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 52~55

MOCVD と LPE 法を用いた波長 1.3 μm 帯の PPIBH (P-Substrate Partially Inverted Buried Heterostructure) 構造 Fabry-Perot 型半導体レーザを開発した。MOCVD 法により、結晶層厚及び組成の制御性の向上を図った結果、特性のばらつきを従来のレーザに比べて半分以下に改善することができた。このレーザは、システムの量産性・低コスト化等の要求が厳しい光加入者網のキーデバイスとして期待される。

ファイバアンプ励起用1.48 μm 高出力レーザ

村上隆志・中島康雄・高木和久・後藤勝彦

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 56~59

ファイバアンプ励起用 1.48 μm 半導体レーザの高出力化のためのデバイス構造について検討している。リーク電流、電流密度及び熱抵抗を低減した結果、飽和最大出力 178mW を実現できた。

また、50°C、60mW での寿命試験を行い、950時間以上安定に動作することを確認した。この条件での平均劣化率は $1.02 \times 10^{-5}/h$ であり、実用上問題のないものである。

光周波数分割多重(FDM)用レーザアレー

石村栄太郎・武本 彰・大石敏之・渡辺 斎・中島康雄

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 60~62

発振周波数(波長)が変えられる 2 電極型半導体レーザ(発振波長 1.55 μm 帯)4 個を 1 チップにアレー化した光通信用周波数可変レーザアレーを開発した。

このレーザアレーは、各レーザの発振周波数をそれぞれ独立に 0 ~ 120GHz の範囲で制御でき、四つのレーザを任意の順番で 10 GHz の間隔で発振させることができる。また、隣接レーザからの電気的な干渉も $1/1,000$ 以下に抑えられている。

光ディスク用可視光レーザ

有本 智・渡辺 斎・神里 武・西村隆司

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 63~66

次世代高密度光ディスク用光源として期待されている AlGaNp 系高出力赤色可視光レーザに関し、記録光源として必要な高出力化を実現すべく多重量子障壁とひずみ活性層の適用について検討した。この結果、横モード制御型高出力可視光レーザについて、レーザのしきい値電流密度が大幅に低減され、50mWまでの基本モード動作が可能であること、また90°Cにおいても40mW以上の光出力が得られることなど優れた特性を実現することができた。

量子効果デバイス用材料技術

早藤紀生・大倉裕二

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 67~70

有機金属気相成長法による AlGaAs 系量子井戸の多数枚成長技術及び AlGaNp 系多重量子バリア構造成長技術とその半導体レーザへの応用について検討した。前者に関しては、同時に成長させた20枚の 3 インチウェーハに対して厚み $\pm 1 \text{ nm}$ 、組成 ± 0.01 以下という均一性に極めて優れた成長技術を確立した。後者に関しては、多重量子バリアの電子波干渉効果を検証するとともに可視光レーザに適用し、活性層厚が 15nm と非常に薄い場合でも低しきい電流密度が得られた。

BS コンバータ用超低雑音 HEMT

細木健治・中野博文・巳浪裕之・服部 亮・加藤隆之

三菱電機技報 Vol. 66 · No. 9 · P 71~74

12GHz で 0.35dB という世界最高レベルの低雑音性能をもつ HEMTを開発した。このような高い性能は、ゲート長を 0.2 μm まで微細化すると同時に、量産に適した光学露光と高精度な電子ビーム露光とを併用した独自の技術によってゲート電極を T 型化し、ゲート抵抗の大幅な低減を図ることによって得られたものである。

Abstracts

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 66, No. 9, pp. 63~66 (1992)

Visible Laser Diodes for Optical Disk-Drive Systems

by Satoshi Arimoto, Hitoshi Watanabe, Takeshi Kamizato & Takashi Nishimura

The authors have investigated use of multiple quantum barriers and a strained active layer to implement high-output visible-band (red) Al-GaInP laser diode light sources for recording on next-generation high-density optical disk media. These studies have led to the fabrication of high-output transverse-mode visible lasers with dramatically reduced threshold current density, fundamental mode operation up to 50mW, and output over 40mW maintained at a temperature of 90°C.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 66, No. 9, pp. 67~70 (1992)

Materials Technologies for Quantum Effect Devices

by Norio Hayafuji & Yuji Okura

The authors have investigated application of metal-organic chemical-vapor deposition techniques for the fabrication of multilayer AlGaAs quantum wells, and multilayer AlGaInP quantum barriers for use in laser diodes. Highly uniform epitaxial growth technology was developed capable of fabricating a 20-layer quantum well on a 3" wafer with a thickness with $\pm 1\text{nm}$ and a composition with ± 0.01 . Multilayer quantum barriers were verified to exhibit electrical wave blocking effects, and were applied to laser diodes to achieve dramatic reductions in threshold current density.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 66, No. 9, pp. 71~74 (1992)

A Super Low-Noise HEMT for BS Converters

by Kenji Hosogi, Hirofumi Nakano, Hiroyuki Minami, Ryo Hattori & Takayuki Kato

The corporation has developed a high-electron-mobility transistor with the world's lowest noise level : 0.35dB at 12GHz. This excellent performance is achieved by realizing a T-shaped gate electrode that drastically reduces the gate resistance in spite of a short gate length of $0.2\mu\text{m}$. The gate electrode is fabricated by an optimal combination of mass-production optical lithography and high-precision electron-beam lithography techniques.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 66, No. 9, pp. 49~51 (1992)

R&D Trends in Semiconductor Lasers

by Kenji Ikeda

The article surveys trends in R&D on semiconductor lasers for specific applications. Recent developments include visible output, higher output levels, variable-wavelength output, higher operating speeds and lower distortion. New device configurations have appeared, including laser arrays and integrated optical devices. These improvements result primarily from the development of quantum wells and quantum barriers and from the use of strained active layers. The structures are implemented by advanced high-precision molecular beam epitaxy (MBE) and metal organic chemical-vapor deposition (MOCVD) techniques that can fabricate layers as thin as a single layer of molecules.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 66, No. 9, pp. 52~55 (1992)

A $1.3\mu\text{m}$ Fabry-Perot Laser Fabricated by MOCVD and LPE

by Kazuomi Yoshida, Hideyo Higuchi & Hitoshi Mizuochi

The authors have fabricated a $1.3\mu\text{m}$ Fabry-Perot laser with a p-substrate partially inverted buried heterostructure (PPIBH structure) using metal-organic chemical-vapor deposition (MOCVD) and liquid-phase epitaxy (LPE) techniques. MOCVD has realized improved layer thickness and composition control, yielding lasers with less than half of the variation in properties than previous devices. The new laser is seen as a promising candidate for use in optical-fiber-based subscriber networks, where suitability for mass production and low unit cost are vital criteria.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 66, No. 9, pp. 56~59 (1992)

High-Power $1.48\mu\text{m}$ Laser Diodes for Fiber Amplifiers

by Takashi Murakami, Yasuo Nakajima, Kazuhisa Takagi & Katsuhiko Goto

Studies of high-output structures have been conducted for a $1.48\mu\text{m}$ p-substrate partially inverted buried hetero structure laser to be employed as a pumping source for fiber amplifiers. Subsequent reductions in leak current, threshold current density and thermal resistance have realized devices with a maximum saturated output of 178mW. The devices have been determined to have a operating life of over 950 hours of 60mW continuous wave (CW) output at 50°C. The degradation under these conditions is $1.02 \times 10^{-5}/\text{h}$, low enough to present no practical problems.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 66, No. 9, pp. 60~62 (1992)

A Laser Array for Optical Frequency-Division Multiplexing

by Eitaro Ishimura, Akira Takemoto, Toshiyuki Oishi, Hitoshi Watanabe & Yasuo Nakajima

A 4-element array of $1.55\mu\text{m}$ band tunable two-pole lasers has been fabricated on a single chip for optical telecommunications use. The lasing frequency of each element can be varied by 120GHz, and the lasers can be operated in frequency intervals of 10GHz in any desired order. Electrical crosstalk of adjacent lasers is less than one-part-per-thousand.

カーエレクトロニクス特集に寄せて

専務取締役
自動車機器事業本部長
平田 毅



自動車が発明されてから間もなく 110 年になります。最初に電気・電子技術が自動車に応用されたのは、マグネトー（高圧磁石点火装置）でありました。今日に至るも、マグネトーは方式や形態を大きく変えましたが、二輪車やオフロード用の各種内燃機関に広く使用されて評価されております。きびすを接して、マグダイ（マグネットーダイナモ）が点火用と照明用電源として登場しましたし、車の発展に応じて点火系各種製品と発電機が分離されるようになり、いわゆるディストリビュータとイグニションコイル、及びダイナモ（直流第三刷子式発電機）が生まれ、いつかスタータ（始動電動機）が広く使用されるようになりました。それらも大きな変化を遂げ、チリル式直流定電圧発電機、慣性摺動式始動電動機、アマチュアシフト式始動電動機、ソレノイド押込形始動電動機、あるいは三相全波整流器式交流発電機（オルタネータ）、ハイブリッド IC 型電圧調整器、無接点形半導体式ディストリビュータ、クランク角センサ等へと発展して参りました。

昭和50年代近くになると、半導体素子の発展と社会的要請が合致して、いわゆる“エンジンマネジメントシステム”として、エンジンの諸特性をマイクロプロセッサによって、より時代に合ったものとするものが出現し、それ以降トランスマッションのシフトやシフトクオリティをコントロールする電子応用を始め、サスペンションコントロール、ステアリングコントロール、アンチスキッドコントロール、エアバッグモニタなど、各分野にエレクトロニクスが関与することが“よりよい自動車”への発展に役立ってきております。音響や映像による車内エンタテイメントの技術も大きく発展して参りました。その波は更に輪を広げ、ナビゲータ、車両の安全を積極的に図るものへと目下も進歩を続けつつあります。

しかしながら、自動車用電気製品、電子製品にとって大切なことは“自動車の部品”であるという点にあります。いかにそれぞれの電気・電子製品が高度な技術のものであろうと、自動車という上位の機能すなわち最後の機能に奉仕し得るものでなければ全く価値がないと言うことであります。どういう特質のある自動車を造ろうとするかは、言う

までもなく自動車メーカーの真髓であります、この真髓に添った自動車を作り上げるに必要な部分を構成することのみが我々自動車部品メーカーの役割であります。この一見極めて当たり前のことを技術者は片時も忘れてはならないと存じます。時たま、この原則を“技術”ということで忘れ、一人合点をしていることを散見しますがこれは意味がありません。機能面のみならず、コストという重要なファクターについても同じであります。一般大衆商品の利用価値は大衆が決めるものです。その大衆の決めた自動車のトータルの価値の中でその部分が受け持つ価値は自ら決まるものでしょう。この原則もまた自動車部品が自動車部品として成立する決定的要因の別の側面であると思います。

この車という最終機能への奉仕とコストの二つの原則が守られる限り、エレクトリシティとエレクトロニクスの自動車産業への貢献は更に大きくならざるを得ないと確信します。時代の要請は、いわゆる ASV (Advanced Safety Vehicle), SSV (Super Smart Vehicle) や VICS (Vehicle Information & Communication System), 及び ULEV (Ultra Low Emission Vehicle), ZEV (Zero Emission Vehicle) の発展を促さざるを得ません。これを実現する過程はまた日進月歩するであります。ギガヘルツ帯の通信技術、AI 技術、CISC 方式から RISC 方式、あるいは Data Flow の計算技術への転換、DSP 技術の発展、帯域や Data 壓縮 Code 技術、Neuro 技術、System on Silicon 技術の発展、Power Electronics の更なる発展、超高压に耐え得る超精密機械加工技術、巻線絶縁などのより高度な技術をいやがおうでも促すこととなります。

我々は、総合電機電子メーカーとしてこれらの専門技術、基礎技術を一層向上させて前記の“自動車部品”としての使命を忘れない態度を堅持することで初めて地球温暖化問題、排ガス問題、燃費向上問題、交通流改善問題、安全性向上問題を一歩ずつ解決する“より進んだ自動車の達成”へ向けて奉仕してゆくことができるであります。

多くの優れた電気・電子技術者の一層の“世を切り拓いてゆく”努力と勇気と決意を切望する次第であります。

カーエレクトロニクス技術の展望

弘中一光*

1. まえがき

自動車工業は今や日本の基幹産業の一つとなった。その成熟とともに生活も豊かに便利になってきている。しかし、一方では時代とともに地球環境や交通秩序などに新しい問題も現れるようになってきた。豊かな車社会実現のため、このような社会的な要求と調和を図っていくことが重要で、その解決策としてエレクトロニクス技術は必ず(須)の手段であり、車への導入が急速に進んできている。このような環境の変化とそれに対応するカーエレクトロニクス技術について展望する。

2. 自動車を取り巻く社会環境の変化

自動車が出現してから約100年が経過した。元来はメカニクス技術の結晶であったが、1960年にシリコンダイオードがオルタネータに用いられたのを最初として、半導体の発達に支えられて急速に電子化が進むようになり、1976年には初めてマイコンが点火制御に使われた。そのころに米国が口火を切った排ガス規制と、石油危機に基づく燃費向上という相反する技術問題に対してもエレクトロニクス技術で乗り切ることができた。それ以来エンジン制御のみでなく自動変速機、サスペンション、ステアリング、ブレーキなど“走る”“止まる”“曲がる”的すべての機能に電子技術が導入され、個々の性能は向上するとともに種類も豊富になってきた。電子制御化が進んできた一例として、図1に燃料噴射装置の装着率の変化を示した。今なお増加基調にあり、遠からず100%に達するだろうと言われている。

一方、社会生活について考えてみると、人の移動、物の輸送は歴史的には鉄道・船・自動車・航空機がそれぞれ独自に発展し、それぞれの役割を果たしてきた。しかし、近年の自動車の急速な増加のため、走りに必要な道路の供給が追いつかず、至る所で渋滞が頻発している。これについて排ガスによる大気汚染、騒音、交通事故なども増加する傾向となった。車が社会や個人にとって必需品となっている現在、どのように社会と調和して共存、共栄していくかが様々に模索されている。折しも酸性雨、オゾンホール、砂漠化等に見られる地球環境の悪化と、それらの保護意識の高まりと相まって車に対する新たな、更に厳しい規制が始まっている。このような切迫した状況で人々が今までの豊かさを一段落として辛抱するかというと、事実はむしろ逆でユーザーはより一層の機能

向上、快適性を求めている。これらに対処していくために最も期待がかけられているのが、エレクトロニクス技術であろう。エンジン制御に代表される従来のカーエレクトロニクス技術の範囲にとどまらず、安全のために必要な危険予知技術、ナビゲーション技術、移動体通信技術、交通管制など多岐にわたるエレクトロニクス技術を総合して初めて“豊かな車社会”が実現されるものと考えられる。以上のように様々な環境変化に対応して求められているニーズの全体像を図2に示した。カーメーカーや部品メーカーからいってもエレクトロニクス技術に対する期待、要請には大きいものがある。

以下に中でも特に今後重要な、排ガス浄化、低燃費化、安全化、情報化の諸点について今後の展開方向を述べる。

3. 排ガス浄化

前述のように最も緊急に必要とされる技術は排ガス浄化関連で、図3に今後予定されている日本と米国における規制例を示した。中には現在技術的なメドが立っていないものもあるが、これ以上の悪化を停止させたいという意図が強く働いているといえる。各種規制の中でも特にカリフォルニア規制に対応していくためのものが要請度が高い。今のところ燃焼技術の細かな改善しか手がないので従来以上に電子制御への負担が増し、より高速で複雑な処理機能が必要となってくる。また、OBD規制(On Board Diagnosis)と呼ばれる規制は、各種排ガス浄化関連装置を常時モニタし、異常があれば警報を表示することを義務づけるもので、センサと組み合わされた大規模な診断装置が必要となる。さらに、1998年からは有害排ガスがゼロの車を、販売量の2%は含まなければならないという規制が、カリフォルニア州ほかで制定されており、これによって電気自動車の開発が一気に現実味を帯びて本格

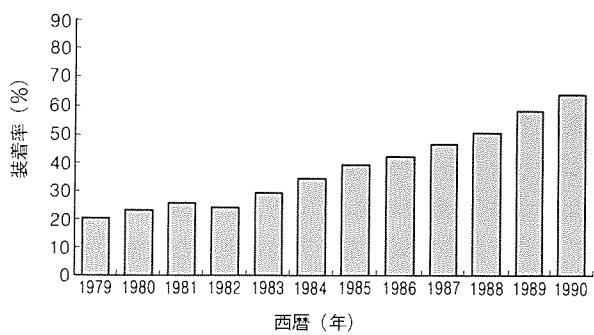


図1. 燃料噴射装置の装着率

化した。これに伴って駆動用モータ制御など要素まわりのエレクトロニクス技術の開発が急務となっている。

4. 低燃費化

エネルギー資源の節減も社会的に大きな要請である。米国では既にCAFE規制(Corporate Average Fuel Economy)と呼ばれる燃費基準が定められているが、これの大幅な強化が予定されている。これに対しては、電子制御によるエンジンのリーンバーン(希薄燃焼)に最も大きな期待がかけられている。そのほか、吸気バルブの開閉時期をきめ細かく電子制御してエンジンの動力効率を高めることや、シリンダ内の爆発圧力を直接センサで計測して燃焼の制御に用いる方式の開発も進められている。

さらに、トータルシステムとして低燃費化をねらいとする総合制御がある。これはエンジン制御システムを核として、自動変速機の電子制御、さらにはトラクションコントロール、アンチスキッドブレーキなどの足まわり電子制御などとの複合化したものである。

以上のはかに軽量化も低燃費化の重要な手法となるが、通常の材料での工夫のはかに、多数の電線を減らすため車内 LAN を導入して多重伝送する方法もあり、一部実用化が始まった。世界的なプロトコルの規格化も進められ、ほぼまとまった段階である。

5. 安全化

ドアツードアで、人や物が移動できる便利さから、自動車

の“走り”には、精力的に開発改善が行われてきた。更なる快適さを求めて、これからも継続的に行われるであろう。一方、自動車自体の安全装備は高価な割には使用される確率が極めて低いため、それほど普及していなかった。しかし、現在では安全が自動車のセールスポイントになるように変わってきており、近い将来、様々な安全装置が必須の装備になろうとしている。その内容をたどってみると、シートベルト、ABS (Anti-skid Brake System) など乗員の安全から、ドアの取手など突起をなくする形状、可倒式サイドミラーなどの他者への安全にも配慮されるようになってきている。乗員の安全は、衝突したとき乗員を保護するパッシブな安全から、

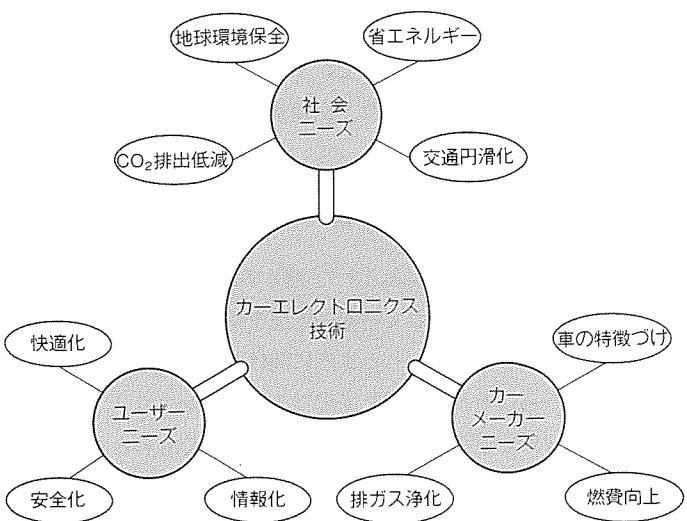


図2. 自動車への様々なニーズ

項目	規制概要	1992	1993	1994	1995	1996	1997	1998
日本	試験法変更 10モードに 高速モード追加	'91/11月						
	NO _x 規制 強化	'91/9月						
米国	HC, CO, NO _x 強化 (g/マイル)	[カリフォルニア州] HC 0.39→0.25 CO 7.0→3.4 NO _x 0.7→0.4 [全米] (g/マイル) 同上	[カリフォルニア州] '94/5月 1993MY フェーズイン40% (HC, CO) [全米] (NO _x , HC) フェーズイン 40%	'95/5月 80% 全車(HC, CO) 80% 全車(NO _x , HC)				
	低エミッション車 導入	[カリフォルニア州] 平均規制値導入 (HC/NO _x) TLEV 0.125/0.4 LEV 0.075/0.2 ULEV 0.04/0.2 ZEV 0/0	メーカー別ノンメタン 0.25g/m (△36%) HC 平均値 (基準) 0.39HC10% 0.25HC80% TLEV 10% 0.231 (△41%) 0.25HC80% TLEV 15% 0.225 (△42%) 0.25HC73% TLEV 20% 0.202 (△48%) 0.25HC48% LEV 48% ULEV 25% 0.157 (△60%) LEV 48% ULEV 2% ZEV 2%					
	COLD CO 規制	[全米] CO 10g/m at 20°F (-6.6°C)	[全米] フェーズイン 40%	80%	全車			
	蒸散ガス 抑止	蒸散ガス試験法 変更	[カリフォルニア州] フェーズイン [全米]			全車		

図3. 排ガス規制の強化

エレクトロニクス技術を用いたアクティブな安全、すなわち事前に危険を検知し、事故を避ける予防安全へ変わってきている。前者は、衝撃吸収ステアリングコラム、合わせガラス、シートベルト、クラッシュブルボン、火災防止の燃料タンクなどの機械的なものに、エレクトロニクス技術を用いるエアバッグが加わってきた。後者の予防安全には車間距離警報、居眠り警報、クリアランスソナー、危険物検知などが実用化の兆しをみせている。

今後、自動車の高齢化社会への対応と、より快適な走りを実現するため、予防安全はエレクトロニクス技術を駆使したセンサ・アクチュエータ技術、レーダ技術、画像認識技術、路面検知技術、ヒューマンインターフェース技術などを用いて、ドライバーの認識・判断・操作の支援を行う高度なシステムとなり、さらに通信技術を用いて、インフラストラクチャを伴う交通システムと一体となり、交通安全システムへと発展していくと考えられる。

6. 情報化

従来はラジオ情報以外は孤立した空間であった自動車も、社会の情報化の進展について情報の恩恵を積極的に受けようとしている。大きいうと車内に向けた車載機器に関するものと、さらにそれが発展して車外の社会インフラストラクチャをも含めた道路交通システムとなっていくものがある。

前者に関して、まず導入されたのが自動車電話で、利用可能な地域は今ではほとんど全国に広まっており、台数は増加し続けている。今後、自動車電話・携帯電話のデジタル化でますます普及すると考えられるが、それに伴ってハンドフリー化、音声認識ダイヤルなど運転中の安全な使用を可能にする機能も実現されてきている。また、カーFAXも発売されているほか、カーテレビ装着車も多くなっている。

車の本格的な情報化として、ドライバーをアシストするための自動車特有の情報システムが注目されており、今後その飛躍的成長が期待されているものに自動車用ナビゲーションシステムがある。ナビゲーションシステムは自車位置検出機能、電子地図による自車位置表示機能、経路探索・誘導機能、

交通情報表示機能などをもち、ドライバーにとって不案内な土地でも、リアルタイムで効率良く道案内の情報を得ることができる。電波を用いる位置検出方式として米国国防総省の人工衛星を用いるGPS (Global Positioning System) の利用も始まっている。このような情報システムは多様な機能をもっているため、ドライバーに必要な情報を簡単な操作でできるかぎり分かりやすく伝えるヒューマンインターフェース技術も重要となる。将来は音声入出力技術も利用されてくると考えられる。

一方、後者の道路交通システムは移動体通信技術とネットワーク技術とを組み合わせるこれからの技術である。既に、我が国ではナビゲーションシステムを核とする自動車交通専用の路車間通信システム、テレマーニナル、FM多重放送を用いるVICS (Vehicle Information and Communication System) の実用化が始められようとしている。また、21世紀に向けて、安全も含めた知能自動車の実現を目指し、官民協力してSSVS (Super Smart Vehicle System) や、ASV (Advanced Safety Vehicle) の研究が始められている。これらの中で路車間通信や車々間通信システムなど移動体通信技術が重要な役割を果たす。海外でも同様のプロジェクトが推進されており、米国ではIVHS (Intelligent Vehicle/Highway Systems) の実験が大規模に始められている。また、欧洲でもPROMETHEUS (Program for European Traffic with Highest Efficiency and Unprecedented Safety) 計画が始まっている。このように世界的に自動車交通に専用の無線通信を用いる動きが活発化してきている。これらの中で通信は、単なる自動車への情報サービスだけではなく、走行の安全も含んだインフラストラクチャを前提とする通信を用いたネットワークシステムとしてとらえられている。

7. むすび

豊かな車社会実現のために、エレクトロニクス技術と最近の社会環境とのかかわりについて展望した。今後の社会ニーズにこたえていくためには、より多くの新技術の導入が必要であり、その核となるエレクトロニクス技術に期待されるところは、これからも大きい。

自動車用エアフローセンサ

岸本雄治*
多田靖夫*

1. まえがき

自動車用エンジンに対する高動力性能・低公害・低燃費への要求は、豊かさへの希求と地球環境保護意識の高まりとともに、近年一段と加速されている。これら相反する要求を解決するため導入された電子燃料制御システムに用いられるエアフローセンサ（以下“AFS”という。）も、より高精度化、長寿命化、計測範囲の拡大化、軽量化が求められている。

当社では従来から、各種電子燃料制御システムと、各システムに用いるAFSを生産してきた。

本稿では、今回開発した圧力検出形カルマン渦式AFSとヒートレジスタ式AFS及びブーストセンサに関し、その概要と特長を述べる。

2. 電子燃料制御システムとAFS

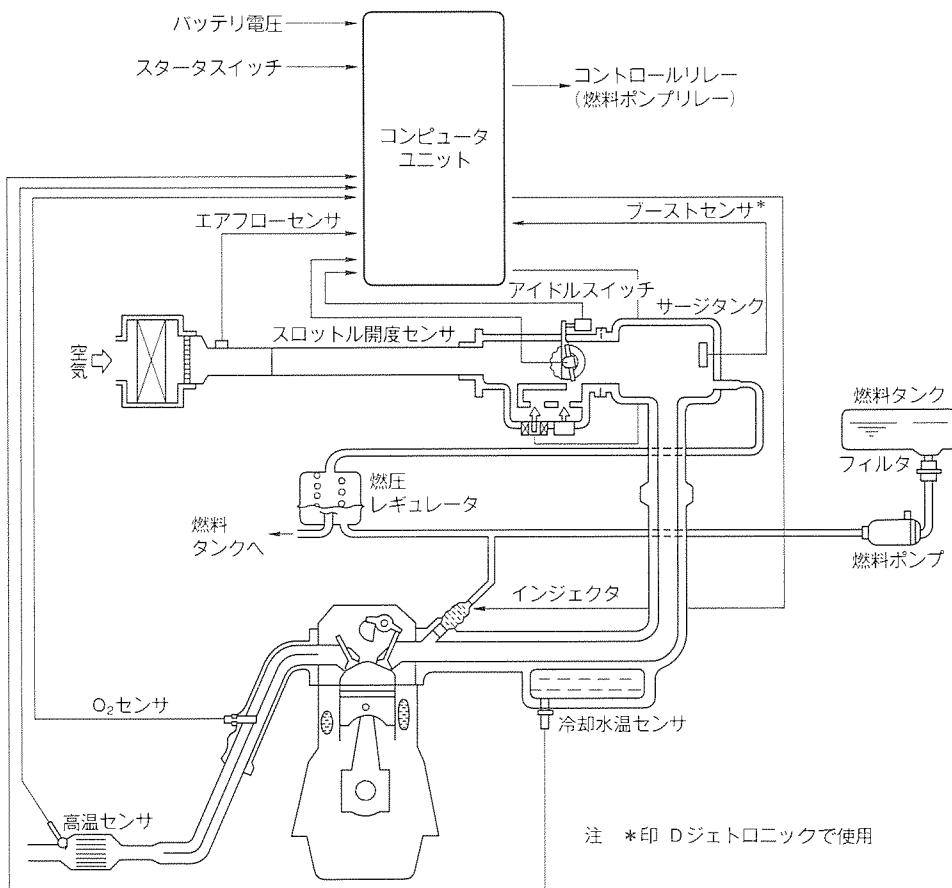
電子燃料制御システムは、エンジンの吸入混合気が、すべての状態で常に最適の空燃比となるよう、各種センサの情報とともに、燃料噴射用のインジェクタを制御するものである。基本となる燃料制御量は、リアルタイムで計測された吸気量に基づいてコンピュータユニットで演算される。演算方式は、AFSの特徴によって異なり、このため燃料制御システムは、吸気量の計量方式によって、レジストロニック（吸気量直接計量制御方式）とDジェットロニック（吸気量間接計量制御方式）とに大別される。

レジストロニック用のAFSは、一般産業用流量センサと基本的に同一であるが、自動車用としての厳しい条件に適合させたものである。自動車用部品に対するコスト、使用環境の厳しさはよく知られているが、さらにアクセル操作

作に伴う急変する流量への応答、AFS前後の吸気管形状に起因する不均一な流れの中での高精度計測など流体的にも非常に厳しい。当社のカルマン渦式及びヒートレジスタ式AFSもこれらの条件をクリアするため種々の工夫を行っている。

Dジェットロニック（スピードデンシティともいう。）は、エンジンの吸気量が、スロットルバタフライ下流の吸気管内圧力（ブースト圧）とエンジン回転数とで一義的に定まる関係を応用した方式である。コンピュータユニット内のROMには、あらかじめ測定した各運転状態での吸気量が、エンジン回転数とブースト圧をパラメータとして記憶されている。燃料制御量は、各エンジン運転状態でのブースト圧と回転数の計測値をもとにROMに記憶された吸気量を参照して演算される。このためブーストセンサが、広義にみればDジェットロニック用のAFSに当たる。

図1に一般的な電子燃料制御システムの構成を示す。AFS



の相違を除けば、LジェトロニックとDジェトロニックの構成はおおむね変わらない。

3. 圧力検出形カルマン渦式 AFS

3.1 カルマン渦式 AFS の原理

一様な流れの中に障害物（渦発生体）があると、その下流に図2に示すような旋回方向の異なる渦が交互に発生する。この渦はカルマン渦と呼ばれ、極めて広範囲な流量域で規則性があり、流量変化への応答性も十分に速い。渦発生周波数 f と流体の流速 U の間には、次式の関係が知られている。

$$f = S_t \times U / d = S_t \times Q / (d \times A) \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

d は渦発生体の幅, Q は流体流量, A は流体通路断面積, S_t はストロハル数である。ストロハル数は、渦発生体の形状で定まり、広範囲の流速域でおおむね一定値をとる。あらかじめ S_t と Q の関係が明らかであれば、渦周波数 f を計測することにより、流量 Q を知ることができる。

従来、当社の渦計測方式は、図3に示すような音のドップラー効果を応用したものであった。流体の流れに直角に伝搬させた超音波は、渦によって生じた旋回流のうち、流れと直角な速度成分のみによって変調される。この変調によって生ずる位相の進みと遅れは、旋回方向が交番する渦の発生と同期するため、位相の変化を計測することで渦周波数 f を計測していた。

今回開発した方式は、渦によって生じる圧力変化をひずみゲージで検出するものである。

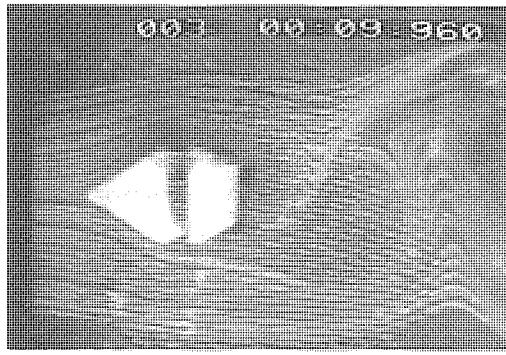


図2. 渦発生体下流のカルマン渦

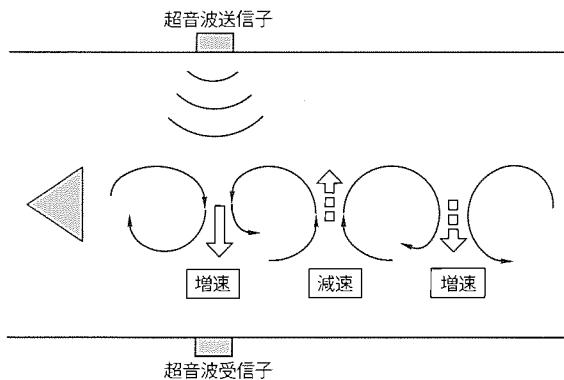


図3. カルマン渦による超音波の変調

3.2 圧力検出形の特長

カルマン渦式AFSの特長は、高精度・長寿命・高信頼性にある。ところが、最新の低燃費と高出力化の進んだ高性能エンジンが必要とする吸気量の計測範囲は一段と広がり、従来の超音波検出形では、高流量域で過変調が生じる制約のため、計測範囲のマージンに不足が生じてきた。

このため図4にその外観を示す圧力検出形では、渦発生体の形状、流管構造、微差圧センサを主な開発項目とし、カルマン渦式AFSの特長を損なうことなく、計測範囲の拡大と低圧力損失の達成を図った。

(1) 圧力損失の少ない渦発生体

渦発生体の機能は、全流量域で安定な渦を形成することであるが、今回は更に大きな渦圧が得られることと、AFSとして圧力損失を増大させないことも条件に、形状の選定を行った。実績のある従来形状を基本とし、図5に示すような三角柱の断面高さ h 、幅 W 、安定板との間隔 G 、安定板の厚さ t 、安定板後部の曲率 R をパラメータに最適形状を求め、同一流量(流速)で圧力損失の増加を2%以下に抑え、渦圧は2倍強に、渦の安定度も約2倍に高めることができた。また、渦圧力の導入口位置に関しては、後述するダイアフラム

室とで構成されるヘルムホルツ共鳴器の共鳴周波数が、計測域でのカルマン渦周波数に影響がないよう考慮した。

(2) 圧力損失の少ない流管構造

流管断面を図6に示す。流管はカルマン渦による圧力損失の軽減と微差圧センサの標準化を考慮し、渦を計測するメイン通路と乱流

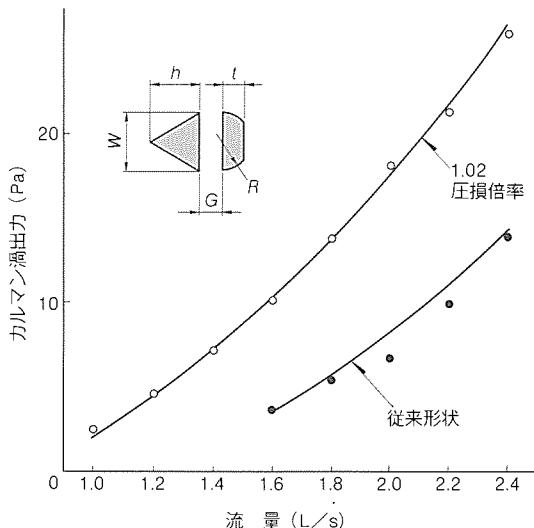


図5. 渦発生体の形状と渦出力

が生じにくく、障害物のないバイパス通路とで構成している。各通路の上流部には、同一メッシュで長さの異なるハニカムを設けている。メイン通路のハニカムは、カルマン渦を安定して生成するための整流機能をもたせており、バイパス通路のハニカムは、低流量域(小レイノルズ数域)での分流比を下げる機能をもたせている。流体は小レイノルズ数域では層流の流れとなり、通気抵抗に占める境界層との粘性抵抗の割合が増える。したがって、低流量域ではバイパス通路の通気抵抗がメイン通路より大きくなり、メイン通路への流量が増加し、渦発生体回りの流速を速めて強いカルマン渦を生成することができる。今回はバイパスのハニカム長をメインの3倍とすることにより、同一長のハニカム使用時に比べて、低流量域(2 L/s)での渦発生体回りの流速を約18%高めることができた。

(3) 微小渦圧の検出

微差圧センサの外観と構造を図7に示す。微差圧センサは、前述の渦発生体の上部に渦圧で機械的に変位する半導体のダイヤフラムを配置し、ダイヤフラム上にはp形の不純物拡散で、ブリッジ状にピエゾ抵抗効果のひずみゲージを形成し、抵抗変化によって渦圧を検出する。自動車用のエンジン吸気管内には、間欠的に吸気するエンジンの回転数に比例した脈動圧があり、カルマン渦圧に対して無視できない存在である。このため、ダイヤフラムへカルマン渦圧のみ作用し、脈動圧が影響を与えない構成とする必要があり、ダイヤフラムの表

裏面が各々、渦発生体の側面に左右対称に導かれるよう圧力導入口をもつける差圧方式とした。さらに、今回目標とした計測範囲において、渦圧は $1.33 \times 10^{-1} \sim 1.33 \times 10^4$ Paと極めて微小な圧力範囲を含んでおり、従来当社で生産している圧力センサに比べ、より精密な製造技術を要し、当社北伊丹製作所及び福岡製作所と共同で、ダイヤフラムの精密エッチング技術とアセンブリ技術の開発を行った。

3.3 性能

渦発生体の形状最適化、微差圧用の圧力センサ開発、流管構造の改善により、最大計測範囲は200倍に、±3%精度保証の計測範囲が、従来の超音波検出形の約70倍に対し、圧力検出形では100倍に拡大することができ、しかも同一流量での圧力損失を30%軽減することができた。

4. ヒートレジスタ式 AFS

ヒートレジスタ式 AFS は感熱式流量計の一種であり、質量計測であること、及び検出素子が小さくてよいため圧力損失が低いことを特長とする。この特長は空気と燃料の比が質量比であり、最大出力が吸気経路の圧力損失の影響を受けるエンジンの吸気量計測に適している。従来は熱線式 AFS が用いられていたが、吸気に含まれるダストによる検出誤差を生じやすいセンサであった。

ヒートレジスタ式 AFS はこの短所を解決し、長寿命化を図るとともに流体構造を最適化し、小型・高精度なセンサとすることができた。図8はその外観である。

4.1 ヒートレジスタ式 AFS の計測原理

発熱体が流体中に放熱する放散熱量は、発熱体と流体の温度差、発熱体の材質・形状、流体の物性・流量によって定まり、式(2)で表せる。

$$H = h \times A \times (T - T_a) = K \times (T - T_a) \times Q^{1/2} \quad \dots \dots (2)$$

H は放散熱量、 h は発熱体からの平均熱伝達率、 A は発熱体の表面積、 T は発熱体の表面温度、 T_a は流体の温度、 K は流体の熱伝導や粘性などで決まる定数、 Q は流量である。

発熱体の加熱量と放散熱量は等しい関係にあるから、発熱体の抵抗を R_H 、電流を I_H とすると、式(3)が成立する。

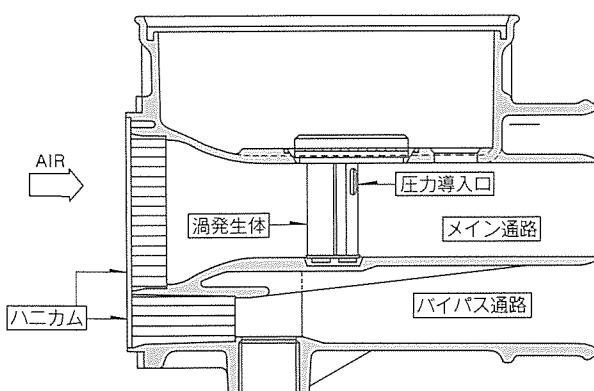


図6. 圧力検出形カルマン渦式 AFS の流管構造

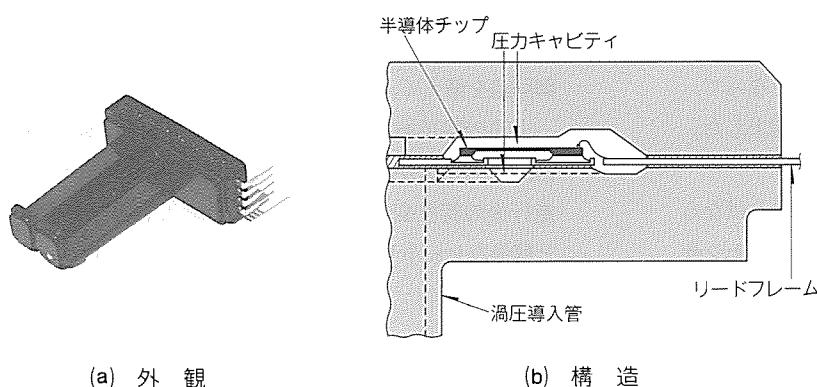


図7. 微差圧センサの外観と構造

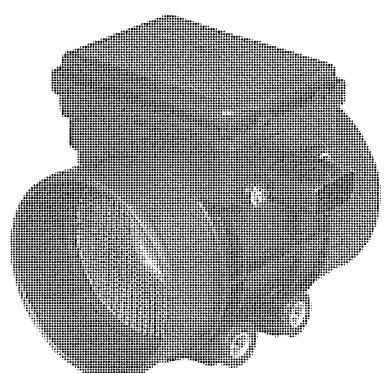


図8. ヒートレジスタ式 AFS の外観

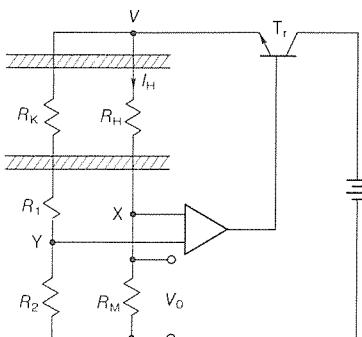


図9. 計測法

$$I_H = \left| \frac{K(T - T_a) Q^{1/2}}{R_H} \right|^{1/2} \quad (3)$$

この関係式から、流量 Q は電流 I_H の計量で検出可能となる。その計測法を図9に示す。発熱体の抵抗 R_H が正の温度係数をもつなら流量 Q が増加し、放散熱量 H が増すと発熱体温度 T が低下して抵抗 R_H が小さくなり、ブリッジ回路の平衡が崩れ $X - Y$ 間に電位差が発生する。この電位差はトランジスタ T_r の通電量を増加し、ブリッジ回路への供給電圧 V を高めて、電流 I_H を増加させる。電流 I_H の増加は抵抗 R_H を元の値へと回復させ、再びブリッジ回路は平衡となる。電流 I_H の変化は抵抗 R_M の両端電位にて検出できるので、信号出力電圧 V_0 で流量 Q を知ることができる。

4.2 ヒートレジスタ式 AFS の特長

(1) 汚損耐量が大きい

検出素子(発熱体)へのダストの堆積は熱伝達率の変化を生じ、流量に対する信号出力電圧の変化をもたらす。この変化を小さくするにはダストがたい(堆)積しにくい構造や、堆積による熱伝達率変化が小さい素子材を用いるのが有効である。ヒートレジスタ式 AFS では、発熱体として薄平形セラミック板の片側表面に白金感熱材を着膜した図10に示す検出素子を用い、さらに図11に示すように流れに対して最適な角度をもたせて、この方策を具現化した。

流れの中でのダストの堆積は、流れを停止させる面に生ずる。図11の配置では検出素子の薄い端面にのみ堆積することになる。この結果、堆積面積や堆積高さが小さくなり、またダストの熱伝達率に近いセラミック面への堆積となって、熱伝達率の変化は少なくなり、汚損耐量が大幅に向上した。

(2) 整流効果が大きい

計測精度を確保するには流入する流れが整わなければならぬが、吸気管路が狭いエンジルームにあるため、センサの前後に十分な直管が得られず不均一な流れである。このためセンサに大きな整流効果が必要となる。ヒートレジスタ式では、インナダクトの形状と口径、及び整流ネットのメッシュと位置に最適条件を求めて整流効果を大きくした。

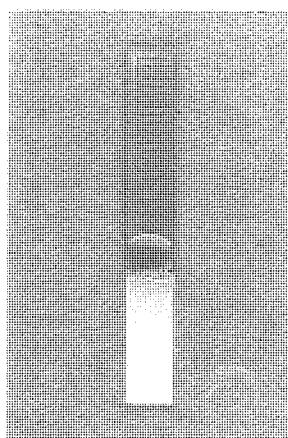


図10. 検出素子

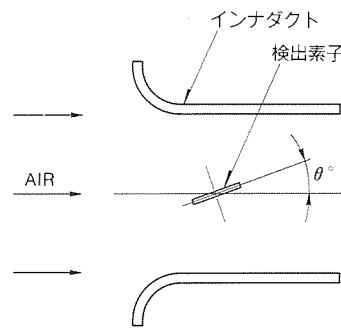


図11. 検出素子配置

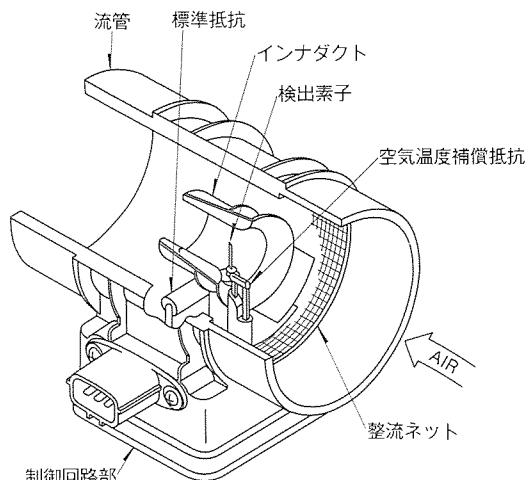


図12. ヒートレジスタ式 AFS の構造

(3) 配線路の定数変動耐量が大きい

センサ・コンピュータ間配線路の定数変動耐量を大きくするため、信号電圧を $V - I$ 変換回路で信号電流とし、電流出力方式を採用した。

4.3 構造と性能

図12にヒートレジスタ式 AFS の構造を示す。センサは小型・軽量を達成するためすべてプラスチック部品で構成されている。流管内の中央部にインナダクトを配し、インナダクトの中央部に検出素子、入口部に空気温度補償抵抗(図9中の R_K)、出口部外側に標準抵抗(図9中の R_M)を配する。インナダクトの上流側に整流ネットを配し、流管の外側には制御回路を備えている。

上述の特長ある構成により、±3%精度保証計測範囲80倍、圧力損失が熱線式に比べて20%減の機能と、20万km走行後の特性変化率±2%以内の耐久信頼性をもち、280gと軽量なヒートレジスタ式 AFS が製品化できた。

5. ブーストセンサ

吸気量算出に必要な空気圧は燃焼室に近い吸気管内圧力のため圧力の変化速度が速く、また排出ガスやプローバイガス

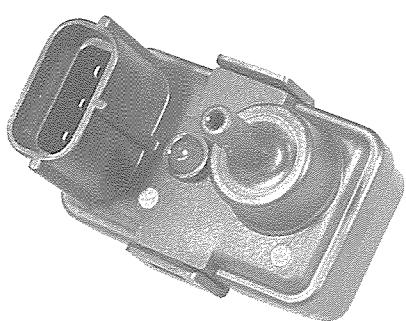


図13. ブーストセンサの外観

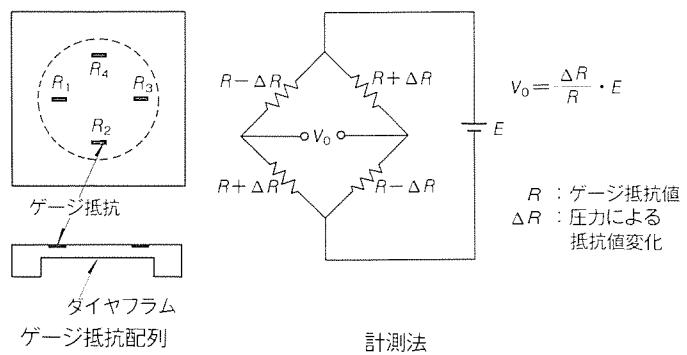
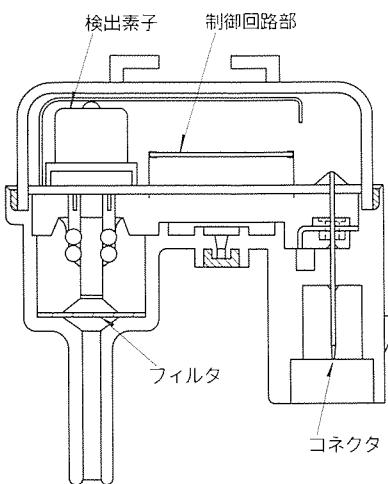
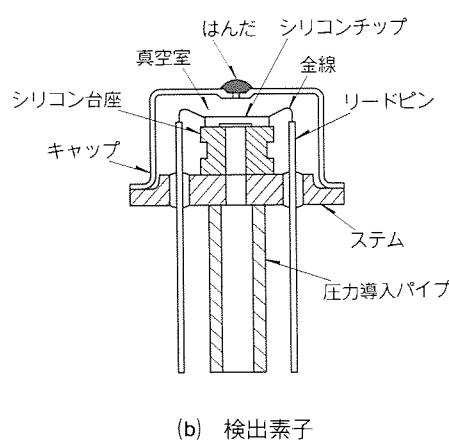


図14. ゲージ抵抗配列と計測法



(a) パッケージ構造

図15. ブーストセンサの構造



(b) 検出素子

などの腐食性の強い成分が多量に含まれている。このような厳しい環境での計測には、半導体圧力素子を検出素子とするブーストセンサが適している。図13は外観を示す。

5.1 ブーストセンサの計測原理

半導体圧力素子は半導体抵抗のひずみ特性(ピエゾ効果)を応用している。シリコン単結晶チップの中央部をエッチングで薄肉化してダイヤフラムを形成し、ダイヤフラム面に4個のゲージ抵抗を図14のように配列形成する。ダイヤフラムにひずみが生じるとこれに応じて、抵抗 R_1 , R_3 は抵抗値が増加し、抵抗 R_2 , R_4 は抵抗が減少する。変化量の絶対値 ΔR は等しい。したがって、4個の抵抗をブリッジ回路に組み合わせ一定電圧 E を加えると、式(4)によって抵抗変化を信号電圧 V_0 に変換できる。

$$V_0 = \frac{\Delta R}{R} \times E \quad \dots \dots \dots (4)$$

ダイヤフラムのひずみが圧力によるならば、電圧 V_0 の計測で圧力を知ることができる。また、ダイヤフラムの一方を真空室とすると絶対圧が計測できる。

5.2 ブーストセンサの特長

(1) 腐食耐量が大きい

排出ガスやプローバイガスを含む吸気管内空気が入る圧力室は、化学的安定性が高い単結晶シリコンのみで形成された

ダイヤフラム裏面と台座、及び金めっきを施した圧力導入パイプ付きシステムを金シリコン法で接合形成し、腐食耐量の向上を図っている。

(2) 高感度である

ダイヤフラムがエッチングで形成されるため、直径・厚みが比較的任意に設定でき、高感度への対応が容易である。

5.3 構造と性能

図15にブーストセンサの構造を示す。ダイヤフラムが設けられたシリコンチップは、システムやキャップの熱応力を軽減するシリコン台座に乗せた状態でシステムにダイボンドされる。ゲージ抵抗を備えたダイヤフラム表面と金線のあるキャップ内は真空封止され、ダイヤフラム裏面側が圧力室である。検出素子はハイブリッド化された制御回路と一緒にパッケージされる。パッケージのとき、圧力室にダストや水分が侵入するのを軽減するはつ(撓)水性フィルタを挿入している。

図16に出力特性を示す。測定精度は±1.5% (フルスケール)である。

6. むすび

以上に紹介したAFSは、圧力検出形カルマン渦式AFSが三菱自動車(株)、ヒートレジスタ式AFSがマツダ(株)とスズキ(株)、ブーストセンサが三菱自動車(株)とスズキ(株)にそれぞれ納入されて、自動車に課せられたハードなハードルを越えるのに役立っている。

光学式燃料性状センサ

小河賢二*
鈴木尋善*

1. まえがき

人の生活・経済活動にとって、自動車は必要不可欠な物であり、現在の社会を維持発展させていく上で重要な役割を果たしている。しかし、自動車はその利便性とともに燃料である石油資源の枯渇や排出ガスの人体・環境に与える悪影響等の問題をかかえている。

この問題を改善する手段の一つとして、メタノール燃料の導入が検討されており、既に各国でメタノール自動車が開発されつつある。このメタノール燃料の特徴は、次のとおりである。

- (1) 非石油資源である天然ガスや石炭から工業的に大量生産する技術が確立しているため、燃料供給面における不安がない。
- (2) ガソリンと同様に液体燃料であるため、燃料搭載性が良い。
- (3) 排出ガス中の NO_x を低減できることにより、低公害化が図れる。

しかし、メタノール自動車を広く普及させるには、メタノール供給基盤の整備のために長い期間を必要とする。そこで、メタノール供給基盤が整備されるまで、メタノール燃料とガソリンとを任意の割合で混合した燃料で走行可能な FFV (Flexible Fuel Vehicles, 可変燃料車) が考案され、その開発が活発に行われている。このFFVでは、エンジンの吸入空気量に対する必要燃料量が、燃料中のメタノール濃度によって変化するため、燃料中のメタノール濃度を検出する燃料性状センサが必要となる。

一方、ガソリンも含酸素系燃料や重質な粗悪ガソリンが市中に出回ってその性状が多様化しつつある。現在のガソリン車では、低公害化と運転性を両立させるために、より高度なエンジン制御が行われる傾向にある。しかし、ガソリン性状変化が制御システムの許容範囲を越えると、特にエンジンの低・中温度域での運転性が悪化してしまう。この現象を改善するために、ガソリンの重質・軽質といった性状を燃料性状センサを用いて検出し、エンジン制御にフィードバックするシステムが要求されつつある。

以上“燃料中のメタノール濃度の検出”，“ガソリンの重軽質の検出”といったニーズに対し

て、我々は燃料の屈折率を検出する光学式燃料性状センサを開発した。

2. 測定対象物性の検討

2.1 ガソリン燃料中のメタノール濃度検出

ガソリンとメタノールに関する主な物性値を、表1に示す。我々はこれらの物性値を用いてセンサを構成した場合の得失を比較検討した結果、J. Weide⁽¹⁾、G. Schmitz⁽²⁾らと同様に屈折率・誘電率を測定対象物性に選定した。さらに、それについて機能試作センサを製作し、これらの長所、短所を具体的に検討した。本稿で紹介する光学式燃料性状センサでの測定対象物性である屈折率の特徴は、次のとおりである。

- (1) ガソリンとメタノール間の差は小さいが、検出分解能が良い。
- (2) メタノール濃度に対して、線形性がある。
- (3) 温度特性が線形であり、温度特性補償が容易である。
- (4) ガソリン性状差によるばらつきが、メタノール濃度換算で±10%ある。

これらの特徴のうち、(4)はメタノール濃度検出誤差になる。しかし、エンジン制御システムには、必ず排出ガスの O_2 濃度を検出する O_2 センサが備えられ、このセンサを用いて空燃比のフィードバック制御を行っているので、±10%程度の検出誤差であれば、システム上補償ができる。

2.2 ガソリンの重軽質の検出

ガソリンは、多くの炭化水素化合物の混合物であるため、その性状のすべてを直接表現するような物性値はない。そこで、ガソリン性状を表現するために、エンジンの運転モード(低温始動、低温時運転、高温時運転など)に対応した様々

表1. ガソリンとメタノールの物性値

	メタノール		ガソリン	
	V	$dV/dT(\%)^*$	$V(\pm\Delta\%)$	$dV/dT(\%)^*$
理論空燃比 A/F	6.45	—	14.7	—
密度 (g/cm^3) (20°C)	0.79	-0.9	0.75 (± 4)	-1.1
比熱 ($\text{J}/(\text{kgK})$)	2.51	2.4	0.49 (± 3)	—
熱伝導率 ($\text{W}/(\text{m}^2\text{K})$)	0.21	—	0.12	—
動粘度 (cst)	0.69	—	0.52 (± 3)	-7.3
屈折率 (20°C)	1.33	-0.3	1.42 (± 2)	-0.4
比誘電率 (20°C)	32	—	2.1 (± 2)	-1.2
導電率 (S/m)	1.5×10^{-7}	—	1.4×10^{-10}	32
音速 (m/s) (20°C)	1,120	-2.9	1,325	-3.5

注 *印は温度特性係数

なガソリン性状指標が用いられている。ガソリンの性状ばかりつきが特に問題となる低・中温度域での運転性に対する指標は、ガソリンの50%留出温度(T50)が他の指標と比較して最も相関が良い⁽³⁾。したがって、燃料性状センサは、このT50に応じた出力をもつことが望まれる。

我々は、10種類以上のガソリン性状分析を行い、T50との相関が高く、かつセンサとして検出可能な物性を検討した。この結果、メタノール濃度検出の場合と同様に屈折率が最もT50との相関が高いことが分かった。さらに、図1に示したように、他の指標と比較して、比重を除けばT50が最も相関が高いことが分かった。すなわち、ガソリンの屈折率を検出することは、ガソリンの比重・T50を検出することに相当する。

3. 光学式燃料性状センサの構成

3.1 屈折率検出方式

2章で説明したように、光学式燃料性状センサは、燃料の屈折率を検出することにより“燃料中のメタノール濃度の検出”“ガソリンの重軽質の検出”を行うものであり、一種の屈折率計である。しかしながら、一般の屈折率計と異なり、自動車に搭載するための条件として、具体的には、

- (1) 広い耐環境温度範囲(例: -40~+120°C)
- (2) 耐振性
- (3) メンテナンスフリー
- (4) 低コスト

を満足しなければならない。

以上のことを勘案した結果、屈折率の検出方式として、

- (a) 全反射角変化によって、受光素子の受光量が変化するような光学系を用い、受光素子の受光量によって屈折率を検出する光量検出方式。
- (b) 屈折角変化によって、受光素子上の受光位置が変化するような光学系を用い、受光素子の受光位置によって屈折率を検出する光位置検出方式。

の2方式を検討した。上記2方式を検討の結果、我々は、(b)

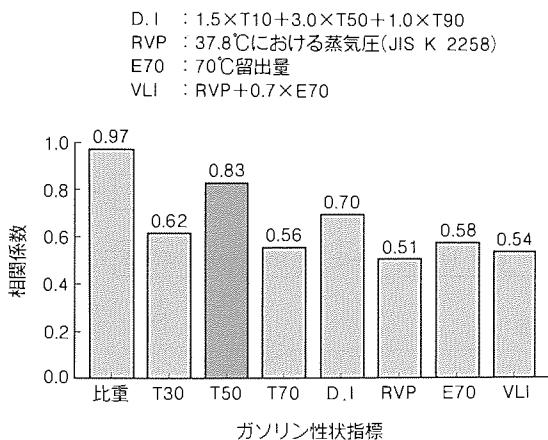


図1. 各種ガソリン性状指標と屈折率の相関

の光位置検出方式の方を、光学系の汚れに対して有利であり、また発光素子や受光素子の温度特性に出力が左右されない利点により、選択し開発を進めた。

光位置検出方式は図2に示したように、コリメータ付き近赤外LED、半導体光位置検出素子(PSD)、コンデンサレンズ、ウインドーガラス、及び反射鏡付きプリズムによって構成される。近赤外LEDから射出された平行光は、ウインドーガラスを透過して被測定燃料中に入射し、さらにプリズムに入射するとき、燃料とプリズムとの境界面でスネルの法則により、両者の屈折率の比に応じた屈折角で入射する。プリズムに入射した光は、反射鏡で反射され、再度燃料とプリズムとの境界面で屈折し、ウインドーガラスを透過して、コンデンサレンズに燃料の屈折率に対応した入射角度をもって入射する。コンデンサレンズは、光の入射角度に応じたPSD上の位置Xに平行光を集束する。したがって、PSDから検出される光の入射位置Xが、燃料の屈折率に相当する。このような方式の採用により、PSDの光位置検出能力は、LEDの発光強度やPSDの受光感度が環境温度によって変化しても、影響を受けない。使用中にウインドーガラスやプリズムの接燃料面がある程度汚れた場合、この汚れはLEDからの光束を拡散させPSD上に集光される光スポット径を大きくする。しかし、PSD上の光スポットの重心位置は変化せず、またPSDはこの光重心位置を検出するので、汚れの影響を抑えることができる。

3.2 光学式燃料性状センサの構造

図3に試作した燃料性状センサの断面を示す。燃料通路部の材料はアルミニウムであり、特にメタノール濃度を検出する場合には、その表面にアルマイト処理又はNiめっき処理を施し、メタノールによる部材の腐食を防止する。プリズムは燃料通路部に、耐燃料性接着剤によって接着固定され、また接着剤はプリズムの鏡面部が燃料にさらされないよう保護している。ガラスウインダーは、耐燃料性のゴム材を用いたガスケットと回路ケース部間に挟み込まれ、燃料が外部に漏れないようにシールしている。センサに過度な衝撃が加わっ

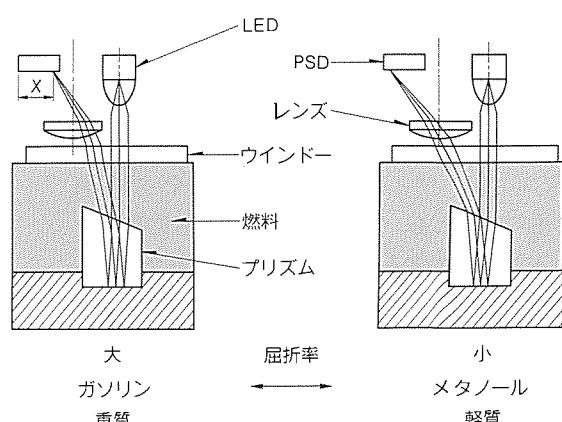


図2. 位置検出方式による屈折率検出

たとしても、ガラスウインドーはガスケットによって衝撃が吸収されるので、破損することではなく燃料漏れに対する安全性を高めている。コンデンサレンズは、レンズホルダに固定されて回路ケース部に装着される。LED、PSD は回路基板にはんだ付けで固定され、回路基板とともにレンズホルダに固定される。また、2章で述べたような燃料の屈折率の温度特性を補償するために、応答性の良い小型のサーミスタをステンレスの袋管に挿入したものを、燃料通路部に配置してある。

3.3 光学式燃料性状センサの回路構成

3.1節で述べたように、屈折率はPSDへの光入射位置を測定することによって検出される。PSDはアノードが抵抗層で形成されたフォトダイオードであり、抵抗層の両端にそれぞれ出力端子をもつものである。光入射位置は、このPSDの二つの出力端子から出力される光電流の比によって得られるため、このような演算を行う回路が必要となる。

図4に燃料性状センサに内蔵されている回路のブロック図を示す。この回路の特徴は次に示すとおりである。

- (1) LED 光をパルス化することにより、特に高雰囲気温度下で問題となる PSD の直流漏れ電流 (暗電流と呼ばれ、光とは無関係に生じる。) をバイパスフィルタを用いてカットし、光の入射によって生ずる光電流のみ取り出す。
 - (2) PSD から出力される光電流の総量が常に一定となるよう、LED の発光量を制御する。
 - (3) サンプル／ホールド回路や、割算回路等の複雑な回路を使用せず、低コストである。

次に回路の動作について述べる。(1)のようにLEDからのパルス光は、屈折率検出用光学系によって燃料の屈折率に対応したPSD上の位置 X に入射し、PSDからその位置に対応した二つのパルス状の光電流が outputされる。それぞれの光電流のP-P値を I_1 , I_2 とし、PSDの検出長を L とすると、光の位置 X は

で求められる。式(1)の分母 $(I_1 + I_2)$ は、上記(2)で述べた光電流の総量であり、すなわち、式(1)の分母 $(I_1 + I_2)$ が光の入射位置 X とは無関係に常に一定となるように LED の発光量が制御される。このように LED の発光量を制御することにより、(3)で述べたように、サンプル／ホールド回路や、割算回路を用いなくとも、単純に I_1 から光入射位置 X を求めることができる。 I_1 は I-V 変換された後、整流されて P-P に相当する直流電圧となり、センサに内蔵されたサーミスタを用いて燃料の屈折率の温度特性を補償する温特補償回路、ローパスフィルタを介して出力される。また、燃料制御用コンピュータによって、精密に温度特性補償をする場合は、温

特補償回路を用いずに、屈折率出力と燃料温度に相当するサーミスタ出力を出力することも可能である。特にメタノール濃度を検出しようとする場合、メタノールとガソリンとで屈折率の温度特性が違うため、この両者を混合するとメタノール濃度によって屈折率の温度特性が異なってしまう。したがって、屈折率出力とサーミスタ出力を燃料制御用コンピュータに別々に入力し、コンピュータ側で温特補償を行う方がよい。

4. 光学式燃料性状センサの性能

4.1 基本性能

図5にメタノール濃度検出用に適合させた屈折率検出範囲をもつセンサの出力特性を、メタノール-ガソリン混合燃料を用い、燃料温度を25°Cとして測定した結果を示す。図に示したように、出力電圧はメタノール濃度が大なるほど低くなり、1~4Vのリニアな特性を示す。

図6に温特補償回路を組み込んでいないセンサを用い、メタノール濃度が50%、85%のときのセンサ出力の温度特性を示す。図は燃料温度が25°Cのときの出力を基準とし、この出力からの偏差を示してある。図に示したように、出力は燃料温度が高くなるにつれてリニアに低くなり、また、屈折率の温度特性が3.3節で述べたように、メタノール濃度によって異なるため、出力の温度特性はメタノール濃度に依存する。一方、図7にはメタノール50%燃料でセンサの温度依存性が最小となるように温特補償回路を調整して組み込んだセン

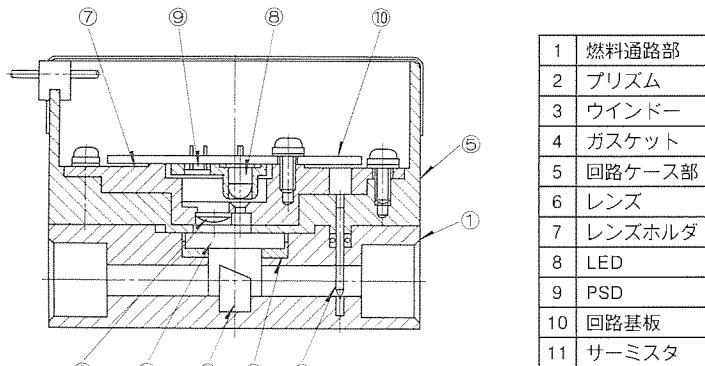


図3 光学式燃料性状センサの断面

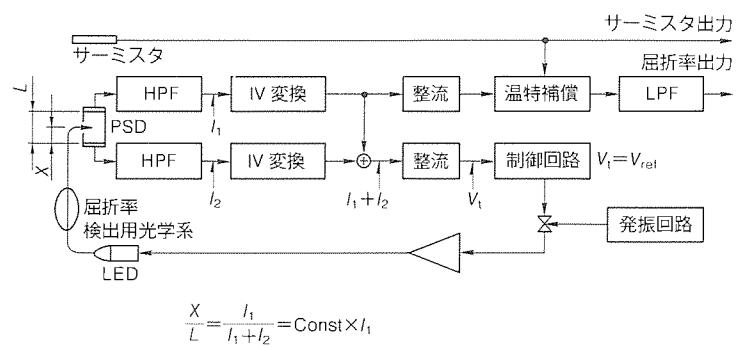


図4. 検出回路ブロック図

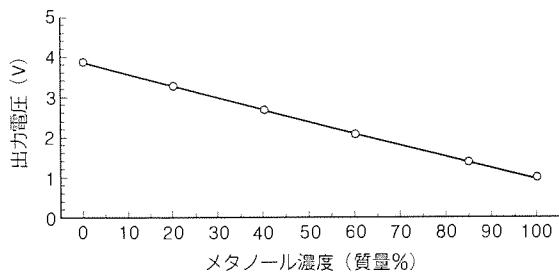


図5. メタノール濃度-出力電圧特性(燃料温度25°C)

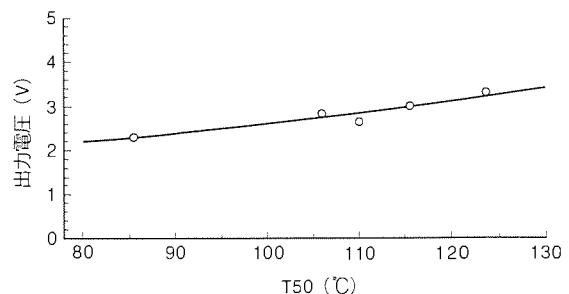


図8. T50-出力電圧特性(燃料温度25°C)

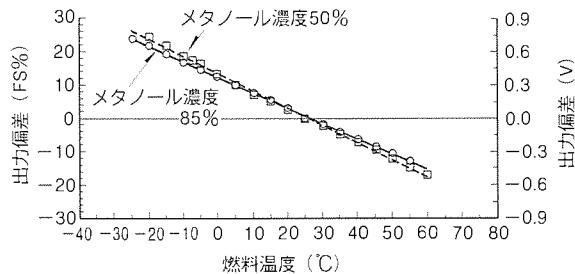


図6. 温特補償回路なしの温度特性(燃料温度25°C基準)

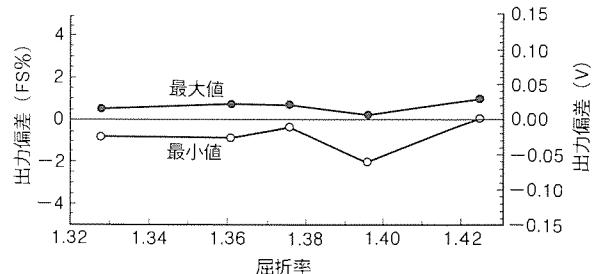


図9. 10万km走行試験結果(初期データからの偏差)

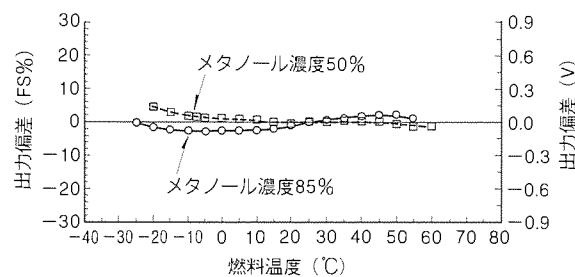


図7. 温特補償回路ありの温度特性(燃料温度25°C基準)

サの温度特性を示す。図に示したように、メタノール85%のときは、メタノール50%の場合と比較して、検出精度が低下していることが分かる。

図8はガソリンの重軽質検出用に適合させた屈折率検出範囲をもつセンサで、数種のガソリンの燃料温度25°Cでの出力をそれぞれのガソリンのT50に対して示したものである。図に示したように、出力はT50が高いほど大きくなる。

4.2 耐久性

自動車に搭載した場合の耐久性を確認するために、高温放置・低温放置・熱衝撃・振動試験等の信頼性試験を行い、すべての試験に対して満足な結果を得た。特に、振動試験では、エンジンブロックへ取り付ける場合の耐振性以上である最大392 m/s²・40G²加えても、ガラスウインドーが損傷することなく燃料シール性の低下も見られなかった。しかし、ガラスウインドーの損傷は車両の火災など重大な事故につながる可能性があるので、車体等できるだけ振動の小さな場所に取り付けるのが望ましい。

また、実車にセンサを4台搭載し、実使用環境で10万km走行試験を行った。図9に走行試験の結果を示す。図に示し

たようにすべてのセンサで、初期からの出力変動は±3%以内に収まっており、問題は生じなかった。

5. むすび

メタノール濃度0～85%燃料で走行するFFVや、ガソリンの性状が大きくばらついても運転性が損なわれない自動車を実用化するには、燃料中のメタノール濃度を検出するセンサ、ガソリンの重軽質を検出するセンサが要求される。これらのニーズに対応して、燃料の屈折率を検出する光学式燃料性状センサを開発した。このセンサは、屈折の法則を利用したもので、燃料の屈折率に応じて変化する光の光路変化をPSDを用いて光位置変化として検出するものである。

このような方式を採用したことにより、発光素子や受光素子の温度特性の影響を受けず、また、光学系の汚れに対して耐性のあるセンサを得ることができた。燃料の屈折率の温度特性は、センサに内蔵した応答性の良いサーミスタを用い、内部回路又は屈折率出力とサーミスタ出力が入力されたエンジン制御用コンピュータでの補償が可能である。

今後、量産形の開発を進め、実用化を図っていく。

参考文献

- (1) Weide, J. V. D., Ramackers, M. : A Retrofitable Alcohol / Petrol Carburation System, 4th. ISAF, San Pauro, Brasil (1980)
- (2) Schmitz, G., Bartz, R., Hilger, U. : Intelligent Alcohol Fuel Sensor, SAE-paper 900231
- (3) 加藤 誠, 星 博彦, 岡田正則:ガソリン性状と車両運転性の関係研究, 自技会学術講演会前刷り, 829 (1989)

自動車用電子制御ユニットの信頼性保証

池淵和宏*

1. まえがき

近年、自動車用の各種制御システムは機能の複雑化が進むにつれ、ますます電子制御化の傾向が強くなってきている。この背景には、

(1) 排出ガス規制、燃費規制等が強化され、これらの規制と一般走行におけるドライバビリティを両立させるために、きめの細かい制御が求められるようになってきた。

(2) 安全性、快適性へのニーズが高まり、ブレーキ制御、四輪操舵(舵)、トラクションコントロールなどの安全快適装備が多く車種に採用され始めるととも

に、制御の質の向上が進んだ等の自動車に対するニーズの変化がある。このように、高度に電子化された自動車の制御システムでは、電子制御機器の信頼性が自動車全体の信頼性に及ぼす影響は極めて重大である。

本稿では、自動車における電子制御システムの信頼性を確保するまでの品質保証の考え方について、特に電子制御ユニット(Electronic Control Unit: ECU)の開発段階における手順を中心紹介する。

2. 開発時の品質保証体系

ECUは、開発試作に着手してから量産用として納入を開始するまでに数多くの試作と評価を繰り返しながら機能がまとめられていく。この過程で特徴づけられるものに、自動車会社とECUメーカーとの間で、相互の開発担当部門がお互いに連携し、重複しながらその性能をチェックし、自動車による実機実証を経て製品仕様を完成させていくことが挙げられる(図1)。

通常の業務分担の感覚で、ECU単体の機能の完成と信頼性向上のみが自社の担当分野であるという姿勢を続けた場合、車両システム全体の技術的な把握が不足し、具体的展開にミスを生

じる可能性があることを、この体系は示唆している。すなわち、常に車両全体を考えて、次の開発ステップでは何が必要となるか、また装置に異常を来たしたときどの範囲にまで影響を及ぼす可能性があるか、などを熟知した技術者を開発体系の中に組み入れておかなければならなくなってきた。

3. 電子部品の品質確保

電子回路が設計どおりの機能を維持・発揮するには、その回路を構成する素子が、まず高品質なものでなければならぬ。素子の品質が、自動車として要求される各種の環境条件

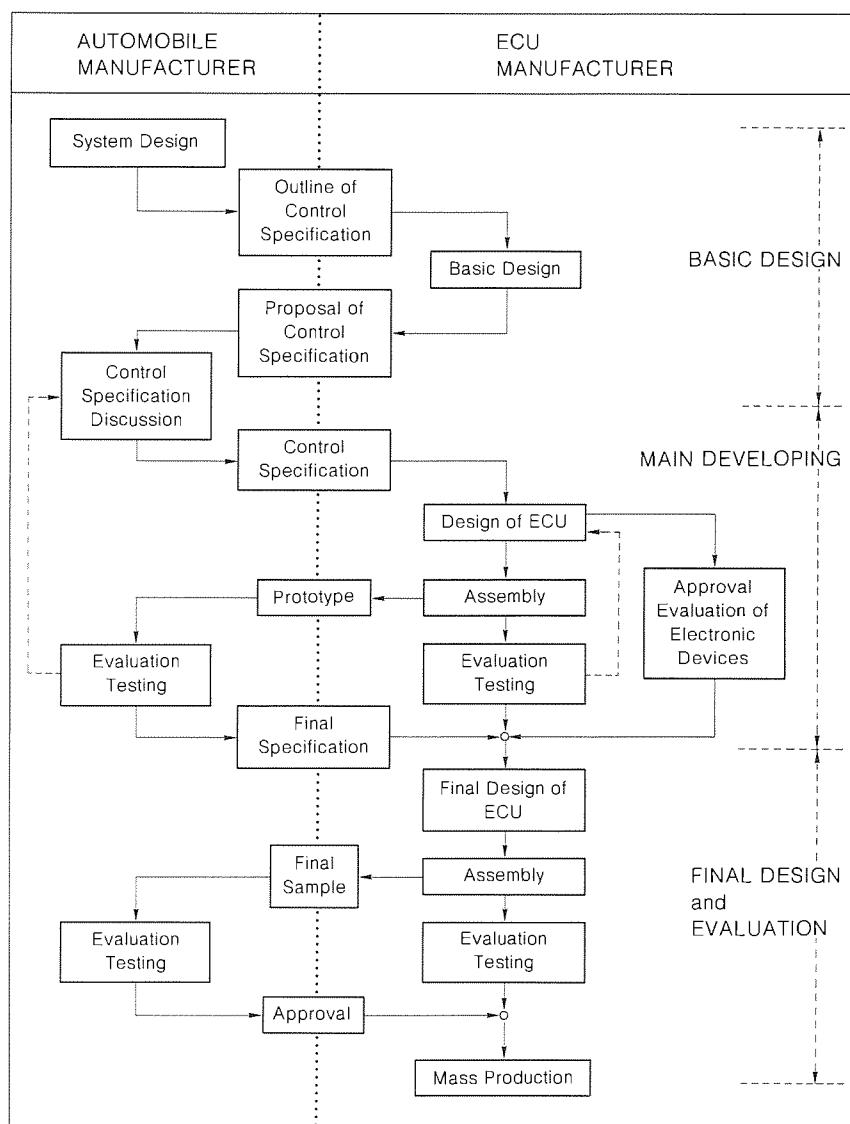


図1. ECU開発時の品質保証体系

に耐えることを確認し、今までの使用実績も評価した総合認定を行っておくと、設計時の電子採用判断にミスを生じにくくなる。また、電子そのものの定格値に対し、破壊限界をチェックしておくことも重要である。このような観点からECUメーカーでは電子部品の認定制度を設けている。図2に電子部品の認定制度の一般的な作業フローを示す。

3.1 認定評価対象部品の決定

認定評価の対象となる部品は大別して2種類ある。

その一つは設計部門からの要求としての新規採用部品である。設計部門では ECU の設計に当たり、使用実績のある認定部品の中から採用部品を選ぶことを基本としているが、高機能化や小型化等のトレンドに対応していくためには、より集積度の高い新規開発部品をタイムリーに採用していくことが必要である。

もう一つは VA (Value Analysis), 標準化委員会からの依頼としての VA 化部品又は代替部品である。これらは、コスト低減、入手性の確保、品質の安定等を目的に採用される。

3.2 認定評価試験の実施

評価依頼のあった素子に対しては、以下の手順で認定評価を実施する。

(1) 部品メーカー提示の品質データによる評価

自社基準による評価試験を実施する前に当該部品の構造、材質、品質管理体制、信頼性試験データ等を部品メーカーから入手し、検討を加える。その結果、試験実施に値すると判断された部品について以下の試験が行われる。

(2) 評価試験の実施

認定評価試験は部品の種類に応じてあらかじめ定められた評価基準によって実施される。主な試験項目としては、電気特性初期分布・構造解析・温度サイクル・高温高湿・静電気等がある。

(3) 工場監査の実施

認定評価試験の完了までに、当該部品の製造工場の監査を実施する。生産及び品質管理体制の整備状況を現地で確認することにより、これらに起因する量産品質の悪化を未然に防ぎ品質のばらつきを抑えることを目的としている。

(4) 電子部品認定リストへの登録

以上のチェックにすべてパスした部品は、認定部品としてリストに登録される。ただし、いったん登録された部品でも、量産品質が悪く、改善の見込みがない場合は認定が取り消される。

3.3 量産流動品の管理及び品質改善

量産開始後の管理は部品の重要度によって異なるのが一般

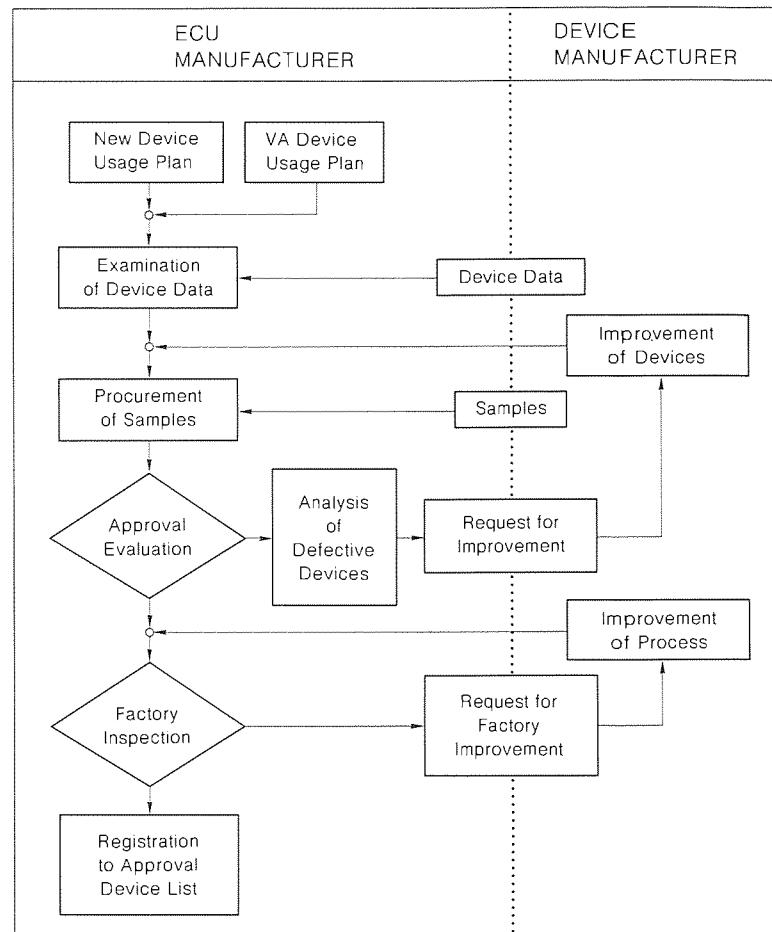


図2. 電子部品の品質保証体系

的である。例えば、一般的な抵抗やコンデンサなどは受入れ時の全数検査をしないが、ICについては全数受入検査及びスクリーニングを実施する場合が多い。また、当社ではLSI等の重要部品については独自のテストプログラムを適用して厳しい試験規格で運用するとともに、高温状態でのチェックなども取り入れることにより、不良品の検出精度を上げている。受入検査やスクリーニング後の検査における不良率の実績データは、ロット不良判定などに利用されるほか、電子部品月報として社内公開される。

ECU の製造工程で発見された故障部品や認定評価試験の中で発生した不具合品は、基本的には部品メーカーに解析を依頼する。しかし、重要と判断した故障に対しては当社でも解析を実施する。解析装置は基本的に素子メーカーと同等のものを所有することより、素子メーカーと対等に話し合えるだけの解析技術を確保している(図3)。

4. 設計品質の確保

4.1 設計のフロー

ECU の設計に当たり、その設計品質を安定に確保するためには設計の各段階ごとに審査のステップを設けることが必要となる。この設計審査 (D/R) を行う際の基準として、各種の設計基準を整備しておく必要がある(表1)。以下に、

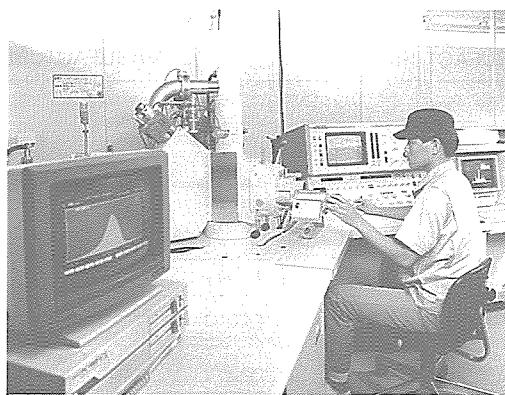


図3. 解析装置(SEM 及び XMA)

それら設計基準の種類及びその使われ方について新製品の開発手順に従って説明する。

(1) システム設計

新規システムの開発に当たり、まず初めに制御システム全体の構成要素とその機能を把握し、ECU の機能設計に当たって期待どおりの機能及び信頼性が得られるかを検討する必要がある。この際、ECU の各機能ごとに特に注意すべき点について記述した資料として“システム設計チェックリスト”がある。このチェックリストには、例えば“どのヒューズを外されても大丈夫か”、“イグニションスイッチの電流容量は十分か”等のシステムとして考慮すべき項目が挙げられている。

(2) ハードウェア(H/W) 設計

自動車用 ECU は、一般の電気製品に比べて物理的にも電気的にも過酷な環境下におかれため、その H/W 設計には細心の注意が必要である。特に自動車では、電源変動、構成部品間のアース電位差、各種ノイズ・サージ等の電気的外乱が多い一方、ECU に使用される電子部品はこのような外乱に弱いものが多く、これら電気的外乱に対する設計ノウハウを蓄積し、活用することが必要である。また、自動車用 ECU ではコンパクトさも重要な設計因子の一つであるため、熱設計、高密度実装設計等の面においても高信頼性を保証するための多くのノウハウがある。これらの要件を満たすための設計資料として“回路設計”“プリント基板設計”“EMC 設計”等のノウハウ集がある。

(3) ソフトウェア(S/W) 設計

S/W では一般に設計段階で作り込まれたミスを評価試験で完全に見つけ出すことは難しく、したがって設計段階における品質の作り込みが重要となる。S/W の設計審査では、プログラムの構成や書き方を細部にわたって標準化し、理解しやすく間違いの少ないプログラムとするため、S/W 設計チェックリストを用いる。

これらの設計基準書類は各アイテムごとに複数の設計開発部門から選ばれた委員から成る委員会を設置し、定期的に見直しを実施する。これにより、新たに発生した品質上の問題

表1. 設計審査基準

設計段階	設計審査基準
システム設計	システム設計チェックリスト
ハードウェア設計	標準電子部品チェックリスト 回路設計チェックリスト サーキットボード設計チェックリスト EMC設計チェックリスト
ソフトウェア設計	ソフトウェア設計チェックリスト

点を確実に横通しをし、同様の問題の再発を未然に防ぐことができる。また、製品開発環境が刻々と変化する中で、共通的な問題点をタイムリーに協議することは、製品開発環境の変化により起こりうる新たなメカニズムによる不具合を予測し、問題の発生を予防するという意味においても非常に有効である。

4.2 評価試験

設計を終えた製品の設計品質を確認するため、試作品を用いて以下の信頼性確認試験を実施する。これらの試験は、あらかじめ定められた社内基準に基づき実施される。

4.2.1 ECU 単体評価

ECU 単体評価は主として ECU 単体での機能及び信頼性が期待値を満足しているかを確認するために実施する。ECU 単体試験の主な評価項目を表2 に示す。この ECU 単体評価基準は、JASO (Japanese Automotive Standards Organization) 規格に定められた試験方法を基本とし、一部独自の試験項目や製品機能ごとの細かな判断基準を追加することにより、より実務に即した形にかえて運用している。

(1) 基本性能確認試験

温度電圧特性の確認、ECU 内部の動作波形確認等の基本性能の確認を行う試験である。自動車では広い温度範囲及び電源電圧範囲で正常に機能することが求められるため、ECU の評価に際してはこの点を十分考慮する必要がある。

(2) 電源電圧異常試験

自動車では各種電気負荷の ON/OFF による電源変動、イグニションスイッチの接触不良による電源瞬断、バッテリ逆接続による負電圧印加等の電源電圧の異常が発生することがある。これらの異常が発生した際に ECU の機能が正常に保たれる範囲はどこまでか、機能不良に至った場合の不具合モードはフェイルセーフとなっているかなどを確認する。通常よく遭遇するようなレベルの電源電圧の変動に対しては、ECU としての機能に異常があつてはならないのは当然のことであるが、例えばイグニションスイッチの接触不良のように明らかに異常な状況下であっても、それによって破壊、危険なモードに至る誤動作、正常復帰後の誤動作の継続などの現象が発生してはならない。このような異常状態でフェイルセーフ性が保たれていることも信頼性保証の重要な要素の一つである。

(3) EMC (Electromagnetic Compatibility), ノイズ, サー

ジ試験

一般に電子回路は微弱な信号電流によって動作するため、外来の電波やノイズによる影響を受けやすく、ECU の開発に当たってはこの点を十分考慮する必要がある。一方、自動車ではモータ、ソレノイド等の電磁的又は電気的ノイズの発生源となる部品が数多く搭載されており、さらに自動車のユーザーが使用する無線機器や TV 放送局から発信される電波なども ECU に対する妨害の要因となり得る。これらの妨害要因に対する耐量を確認するために各種ノイズ試験を実施する。

(4) 耐久試験

ECU は通常車室内に設置されるのが一般的であるが、その温度・湿度・振動の環境は電子機器にとって非常に厳しく、これらのストレスが継続的に印加されることに対する耐量を確認しておく必要がある。なかでも、ヒートショックについては、使用素子の材質や形状、はんだに対するなし(馴染みやすさ)、プリント基板コーティング剤の材質等の複合的な要因により、はんだ接合部分等に過大なストレスが加わり、導通不良に至ることもあり特に注意を要する。

(5) S/W 機能確認試験

S/W の評価では、ECU の入出力やマイクロコンピュータ内部の複雑な動きをいかに正確に測定し、判断しやすい形で表現するかが重要なポイントとなるが、この作業は膨大な量のデータを扱う必要があるためコンピュータコントロールされたチェックを利用している。

これらの評価に当たって、その内容や判定基準は社内基準として登録されているものを用いる。この社内基準では各試験項目ごとに試験方法を細かく規定するとともに、合否判定基準が定められている。また、判定基準に対する余裕度を確認するための、限界試験の実施基準も定めてある。また、設計段階で行われた D/R の結果提起された着目点に対しては特に注意して試験を実施することにより、机上検討結果の検証をしたり、机上検討では把握しきれない素子の実力に絡むような問題に対して ECU の実力を把握しておくことが必要である。

ECU の高機能化が進みつつある中で、ECU の評価に当たって誤動作や破壊の有無を確認する作業は年々複雑になってきている。また、S/W の品質確認も極めて難しくなってきている。したがって、これらの評価を限られた開発期間の中で見落としなく実施するためには、試験装置のインテリジェント化が必要となる。市場ニーズの多様化に伴い、ECU も多品種化する中でこのようなインテリジェントな試験装置の開発をタイムリーに推進することは限られた時間の中で正確に信頼性の見極めをするために重要である(図 4)。

4.2.2 車両、システム評価

表 2. ECU 単品評価項目

試験の種類	試験項目
基本性能確認試験	動作波形確認、温度電圧特性、etc.
電源異常試験	電源瞬断、変動、逆接続、etc.
入出力異常試験	GND ショート、負電圧印加、etc.
EMC、ノイズ、サージ試験	TEM CELL、インパルスノイズ、各種サージ、etc.
機構関連試験	振動、落下、コネクタ強度、部品組み付け性、etc.
各種耐久試験	高温動作耐久、ヒートショック、高温高湿、etc.
ソフトウェア機能確認試験	エミュレーション、シミュレーション



図 4. ECU 試験装置

車載システムの開発の流れの中で、車両(又はエンジン)を用いた制御性や耐久性の確認試験はカーメーカー側で繰り返し実施される。しかし、その場合の判断の指標は主として車としての挙動(エンジン制御システムであればエンジン性能や排出ガスのクリーン度)であってシステムの信頼性についても同じ指標で論じられることが多い。高度に電子化された現在の制御システムでは、ECU の入出力を精密に測定しなければ気付きにくい問題点がある場合もあり、専門メーカーとしてこのような観点から実際の車両を用いて評価することが重要となる。

ECU メーカーで実施する車両・システム評価には次のようなものがあり、いずれの項目も、システムごとにあらかじめ定められたチェックシートを用いて実施する。

(1) 制御性確認試験

システムとしての制御性を確認する試験である。センサからの電気信号波形が期待どおりの形態になっているか、各制御パラメータ(ECU 内の RAM 値)は期待どおりの動きをしているか等を中心に制御性を確認する。特に新システムの開発時や、ノックコントロール・アイドル回転数制御等の、エンジン又は車両でのマッチングを必要とするシステムで実施する。また最近では、OBD-II (On Board Diagnostic Sys-



図5. 全天候シャーシダイナモ

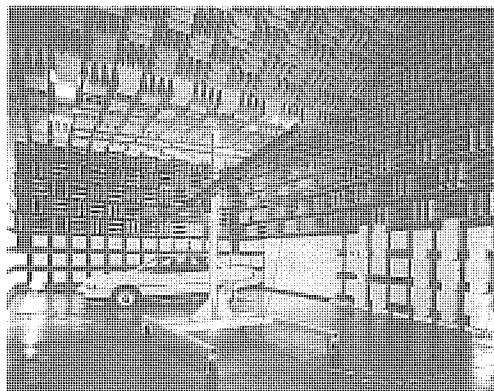


図6. 電波暗室

に整備しておくことがこれらのテストを効率良く実施するために不可欠になってきている(図5, 図6)。

5. む す び

車両のエンジン制御・自動变速・車高調節・操舵等の各種制御、排出ガス対策、安全対策、空調制御など、カーエレクトロニクス化は枚挙にいとまがないほどであり、その重要性はますます高まりつつある。さらに、ECU間通信やECUの統合化なども含めた機能の高度化やECUの小型化が求められ、これにこたえるべく、高密度実装技術の採用、マイクロコンピュータの高機能化、カスタム素子の採用拡大、プリント基板の多層化等が進められてきた。

こうしたECUの開発を取り巻く環境の変化に対応して、高い品質を確保するためには、①設計・製造技術の変化に適応した柔軟性のある設計・評価基準の運用とそのタイムリーな見直し、及び②ECUの高機能化に適応したインテリジェントな試験装置の開発が必要である。いかに目覚ましい技術革新がなされようと、それらをいち早く導入し、より高機能で信頼性の高い製品の開発に結び付けていくことが重要である。

参 考 文 献

- (1) 伊藤 勝, 平野重明: エンジン電子制御機器の信頼性保証, 内燃機関, 26, No. 9, 山海堂 (1987)

tem)に代表される新しい法規制に対応した制御システムの開発実験をECUメーカー側で行うことも多い。

(2) レイアウトチェック

システムの構成部品及びECUの取付環境(温度・振動・水)、ハーネスの引き回しの状態(点火系高圧線への近接、物理的ストレスがかからないか)等をチェックし、信頼性的に見て問題となる項目がないかを確認する。

(3) 入出力波形チェック

ECUの全入出力ピンの電圧(又は電流)波形を測定し、信号のレベルやノイズ混入の有無を確認する。クラクション等の電気負荷作動時にノイズが混入する所以があるので、この点にも注意する。

(4) EMC テスト

EMS (Electromagnetic Susceptibility) 及びEMI (Electromagnetic Interference)に関する性能を車両で確認する試験である。EMC テストについてはECU単品の試験も実施するが、電波に関しては車体配線やアンテナの位置などの物理的配置の影響も大きく、最終的に車両での確認試験を実施するのが一般的である。

これらの車両・システム試験の実施に当たっては、車両試験特有の特殊なテスト設備を必要とすることが多く、ECUメーカーでもこれらの車両試験設備を保有し、使いやすい形

電動パワーステアリングシステム

和田俊一* 井沢克充*
原忠之* 高下伸一*

1. まえがき

自動車のハンドル操作の軽快性を実現するパワーステアリングは、今や必需品であり、軽自動車にまで採用が拡大されてきている。現在使われているパワーステアリングは、油圧ポンプをエンジンで直接駆動する方式が主流となっており、搭載スペース・馬力損失・燃費悪化などの問題から、軽自動車への搭載は困難とされてきた。これに対し、油圧を使わずモータで直接操舵アシストする電動パワーステアリング(Electric Power Steering, 以下“EPS”という。)は、油圧配管が不用で軽量化が図れ、必要なときに電流を供給すればよいので、省燃費効果が非常に大きい。このような理由から、エンジン排気量が小さく出力に余裕がない軽自動車に最適であり、1988年2月に世界で初めて当社のEPSが軽自動車用として量産化された。以後、各カーメーカーの軽自動車への採用が拡大されてきている。

本稿では、最新の当社EPSシステムの概要とその特長について紹介する。

2. システムの概要

2.1 システム構成

EPSシステムは、図1に示すように、従来からのラック・ピニオン操舵機構に加えて操舵入力トルクに応じた電圧信号を発生させるトルクセンサ、車速を感知する車速センサ、センサからの信号によってアシスト力を計算し、モータの電流を制御するとともに、各機能部品及び自己の故障を監視するコントロールユニット(Electronic Control Unit, 以下“ECU”という。), ECUによって駆動されるモータ、モータのアシスト力をステアリングシャフトに作用させる減速機、モータの出力側に設けられアシスト力の伝達・制限・遮断を行う電磁クラッチから構成される。

2.2 モータ、クラッチ、減速機

モータ部は永久磁石界磁式直流サーボモータで、自動車用量産モータをベースとしてEPSのトルク制御用途に最適となるように改良を加えたもので、次のような特長がある。

(1) 小型、軽量化が図られている。

(モータ出力 120 W, 外径62.6 mm×長さ 106.5 mm, 質量 1.5 kg)

(2) 低慣性、高トルク、高応答性をもっている。

(3) 低ロストトルク、低コギングトルク化が図られている。

(4) 低振動、低騒音化が図られている。

(5) モータ、クラッチのロック防止のために構造的配慮がされている。

●永久磁石にカバー(マグネットシール)を採用

●各部締付けねじの脱落防止構造を採用

●クラッチカバーの採用

クラッチ部は乾式単板電磁クラッチでモータの出力側に設

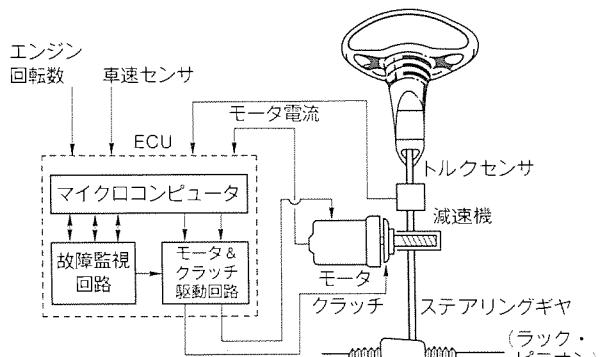


図1. システム構成

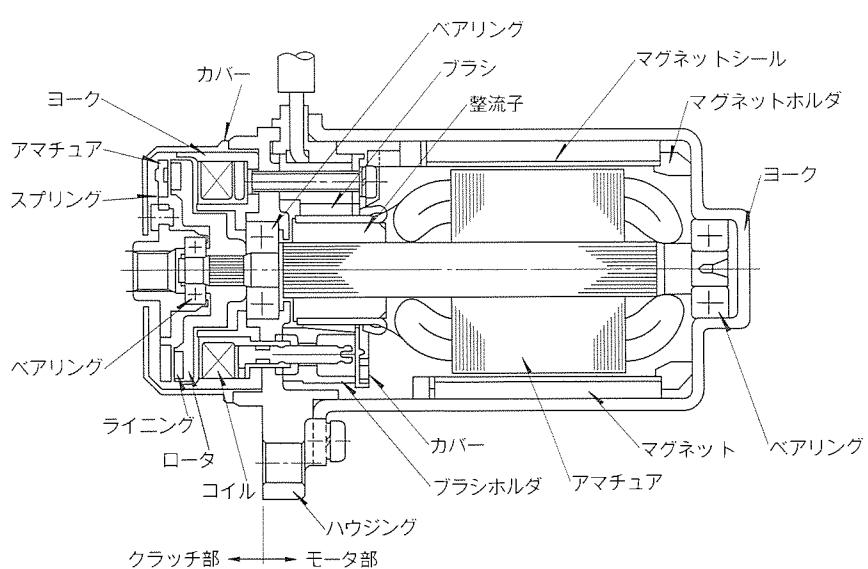


図2. モータ、クラッチの構造断面

けられ、クラッチのON/OFFでステアリングシャフト部とモータ部の結合、分離を可能にしており、システムの異常時にはクラッチを切ることによってマニュアルステアリングに戻すようになっている。また、エンジン始動時に微少時間だけクラッチを切った状態で、モータを回すことによって、モータのロックなどの異常を診断することができる。図2にモータ、クラッチの構造断面、図3にモータの特性を示す。

減速機構部は、モータ出力トルクを増幅してステアリングリンクージへ伝える部分で、ウォーム、ウォームホイールを介してコラムシャフトにアシスト力を伝達する。騒音の防止と耐久性の向上を図るために一部を樹脂ギヤとしたり、特殊歯形を採用するなどの手段がとられている。

2.3 トルクセンサ

トルクセンサはステアリングホイールの操作(舵)方向と操舵力(操舵トルク)を検出するもので、故障時の安全性を考慮してメイン、サブの2系統の信号を出力するようになっている。トルクセンサの方式には二つの異なったタイプがあり、一つはポテンショメータを使用したクロス溝方式センサと、もう一つは磁束の変化を利用した非接触式センサである。いずれの方式もハンドルを操作した時に生じるトーションバーのわずかなねじれ角を利用している。前者の方式はクロス溝とスチールボールにより、ねじれ角分だけクロスガイドと呼ばれるリング状のガイドがトーションバーの軸方向に移動し、ポテンショメータのレバーが同時に移動し、ねじれ角に比例した電圧を発生する(図4)。

後者的方式はトーションバーのねじれ角によって発生するコイル部の磁束変化を利用したもので、コイル両端の電圧差に基づいてトーションバーのねじれ角に応じた電流信号を出力する(図5)。

2.4 ECU

図6にECUのブロック図を示す。ECUは以下の主要な部品によって構成されている。

- A/Dコンバータ、PWMタイマを内蔵した8ビット1チップメインマイクロコンピュータ
- A/Dコンバータを内蔵した4ビット1チップサブマイクロコンピュータ
- マイクロコンピュータの動作を監視するウォッチドゲータタイマ(WDT)回路
- 各センサからの信号を入力するインタフェース回路
- モータの電流を検出する電流検出回路、パワーMOS-FET及びドライブ回路からなるモータ駆動回路
- クラッチの電流を検出し、制御する電流制御回路及びクラッチ駆動回路
- モータ及びクラッチへの給電を異常時に遮断するフェイリセーフリレー

軽自動車用のEPSではモータのPWM駆動回路の制御電流値は約30A必要となるため、大電流スイッチングによって発生する回路素子やプリントパターンの発熱、スイッチングノイズの回路内部への影響、カーラジオなどの外部機器への影響を考慮し、放熱板、回路、プリント配線基板を最適に設計している。また、小型軽量化、低コスト化の目的から、制御部とパワー部を分離せず一体構成としている(図7)。

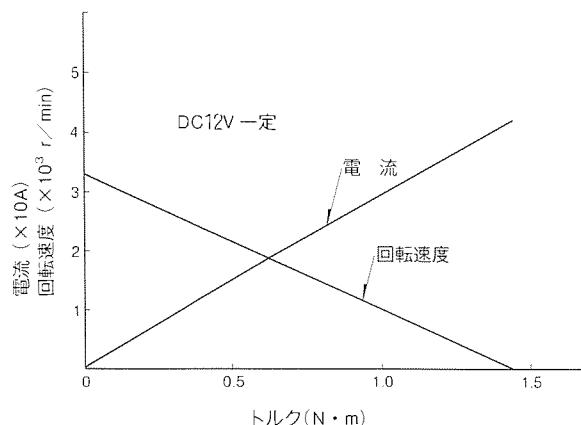


図3. モータ特性

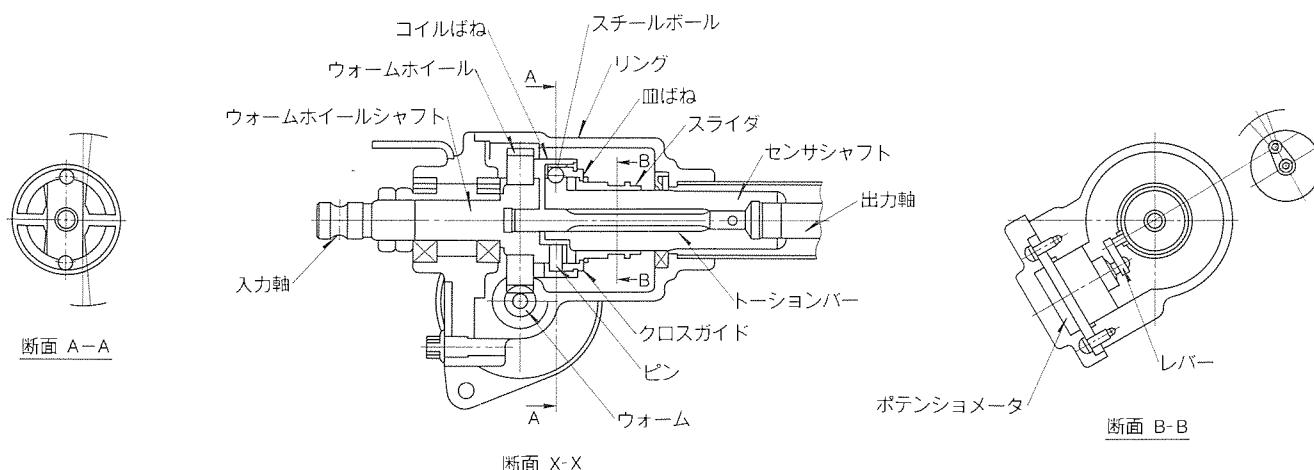


図4. クロス溝方式トルクセンサ

2.5 基本制御

図8に示す制御原理、図9に示す制御ブロック図を用いて、基本制御内容を述べる。

図8、図9で、白抜き矢印で示されるマニュアルステアリング動作に、トーションバーのねじれ角(操舵トルク)と車速に応じ決定された黒い矢印で示されるアシスト力を加えて運転者の操舵力の軽減を図っている。DCモータの出力トルクは原理的にモータの電流値に比例するので、アシスト特性は操舵トルクと車速に対応したモータ電流値として設定され、高速時の操縦安定性確保のため、モータの電流値は車速に応じて低減される(図10)。

モータ電流の目標値は操舵トルクと車速に対応して、ROMに格納されたデータテーブルから求められ、モータ電流目標値に一致するように、モータ電流を検出し、その偏差に基づきモータをPWM駆動し、電流フィードバック制御を行う。電源電圧の変動や、モータの回転による発電電圧などの外乱の抑制と、アシストトルクの追随性の両立を図るために、PWM駆動周波数(20kHz)を選定し、モータ電流のサンプリング周期と補償要素を最適化することで、静かで滑らかな操舵フィーリングを実現している。図11に電流フィードバック制御特性例を示す。

EPSシステムのトルクフィードバックループは、ステアリングホイールの慣性重量、減速機、モータ及び負荷の慣性重量、トーションバーのばねによって構成される二次の振動系からなり、減速機の摩擦やヒステリシスなどのため、制御の高速化を図るとき安定性に問題が生じる。このため、車両の要求特性に合わせて補償要素を直列に挿入し系の安定化を図っている。図12に系の一巡伝達関数の周波数応答と、トルクフィードバックループの制御特性(応答性)の例を示す。

ECUでは、これらの制御に必要な演算や判断、又は比較などの制御処理、フェイルセーフ処理をできるだけハードウェアによらず、マイクロコンピュータのソフトウェアによって実行することで、回路のスリム化、制御アルゴリズムの自由度の向上、制御パラメータのマッチングの容易化、フィードバック異常などの故障診断の高度化を図っている。

2.6 フェイルセーフのコンセプト

EPSシステムは、車両の操舵にかかわる重要な装置であるため、高い安全性が要求される。さらに、採用の拡大に伴い、EPSの制御車速域も従来の低車速重視方式に加え全車速域アシスト方式への要求が高まってきたので、従来からの安全設計コンセプトを一部強化し、以下のような特長のあるフェイルセーフを盛り込んでいる。

- (1) FTA、FMEAの実施によって一重故障による危険な故障要因の排除
- (2) トルクセンサは完全二重構成とし、メイン、サブ間の相互比較を行い、センサの特性不良の検出精度を向上

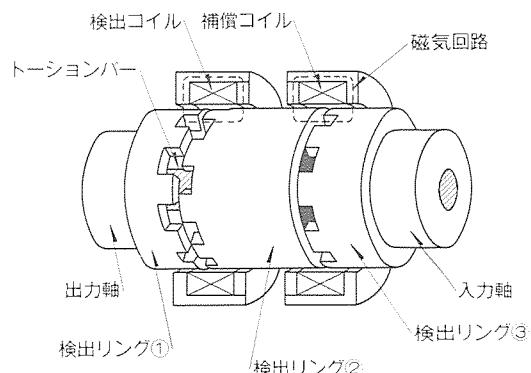


図5. 非接触式トルクセンサ

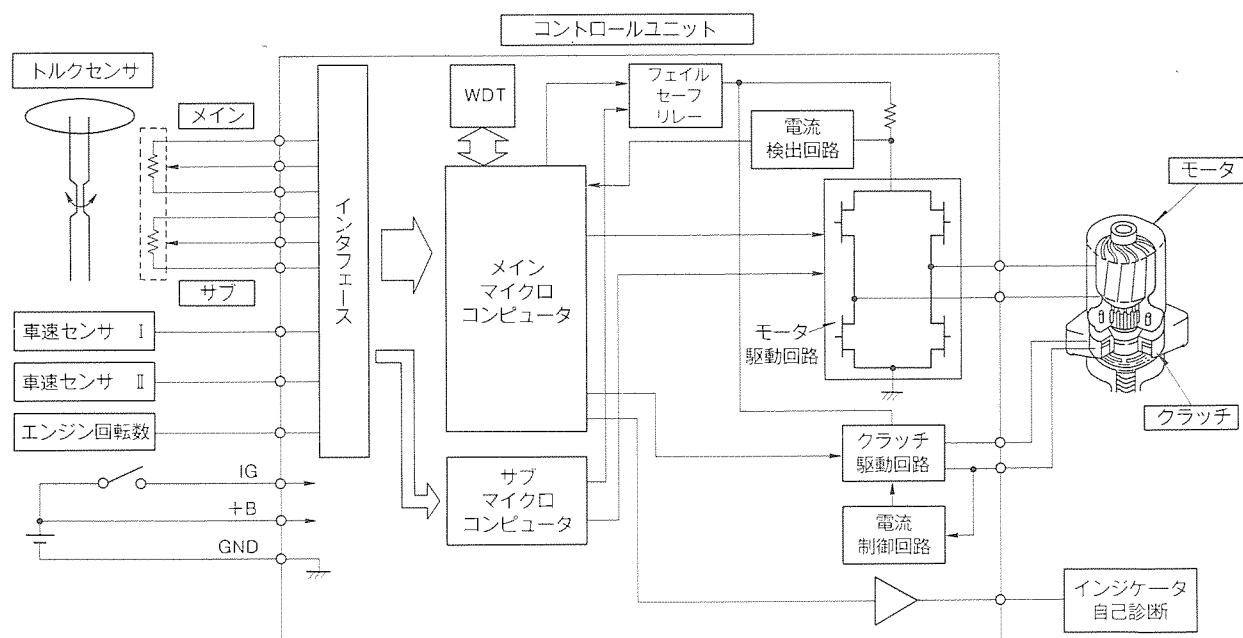


図6. ECUブロック図

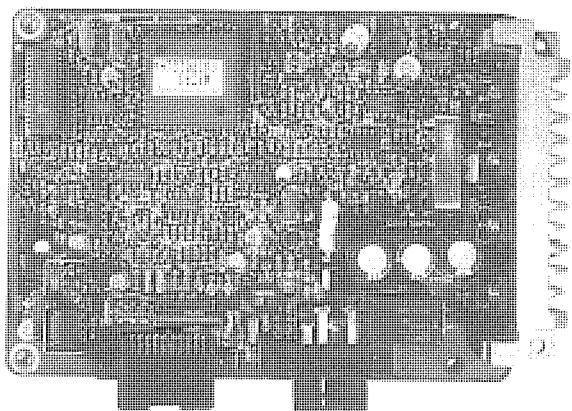


図7. ECUの外観

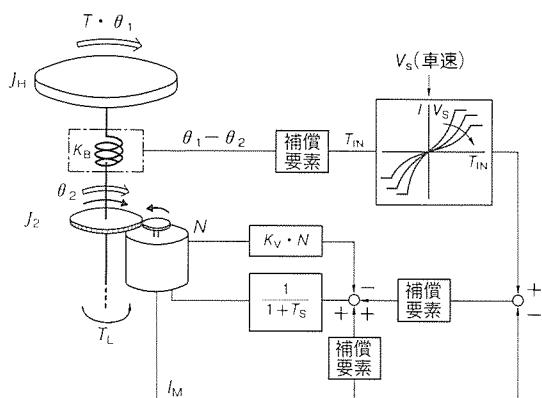


図8. 制御原理

- (3) 2CPUによる相互監視機能
 - 2系統の独立した操舵トルク信号の相互監視機能
 - CPU自身の故障の検出精度向上及び時間短縮
- (4) 車速センサの二重系による故障検出性の向上
- (5) システムON時にクラッチOFFでモータのロックチェックを終了してからシステムを作動
- (6) リレーによる電気的遮断機能に加え、クラッチによるモータアシストの機械的遮断機能
- (7) モータ及びECUのパワー素子の発熱量を電流の移動平均値から求め、モータ電流値を制限して発熱量を抑制
- (8) 外部配線の地絡などの異常時に、ECUの損傷防止に強い回路を採用
- (9) モニタの充実と20項目以上のフェイルセーフ機能
- (10) 自己診断及び故障内容の記憶、表示機能

3. 性能

3.1 操舵力特性

EPSではアシスト力をデータテーブルによって広い範囲で設定でき、各走行状態に応じた最適な操舵力のマッチングが容易である。

(1) 据切り操舵力特性

図13にワンボックス型軽自動車の据切り操舵力特性のマッチング例を示す。車速0km/hのデータテーブルを書き

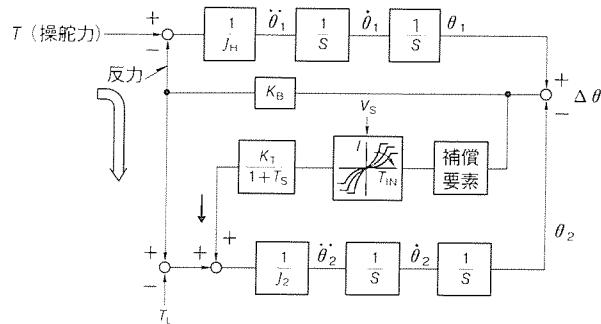


図9. 制御ブロック図

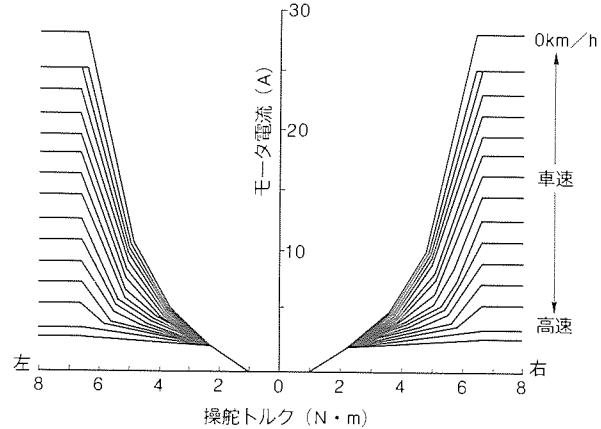
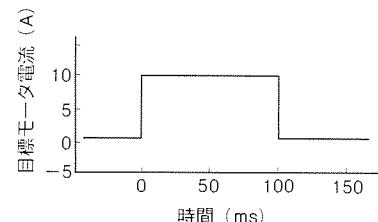
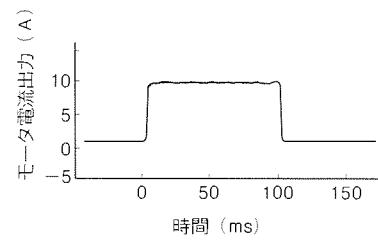


図10. 操舵トルク-モータ電流特性



(a)



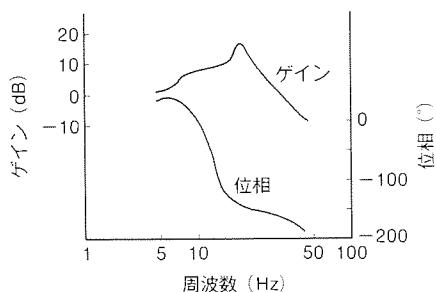
(b)

図11. 電流フィードバック制御特性

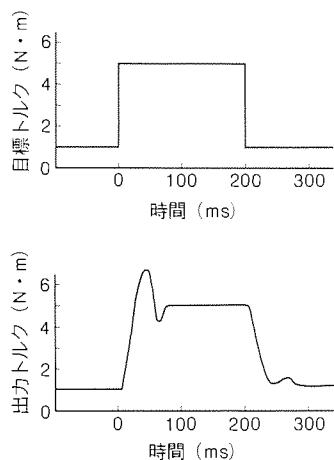
換えることで、油圧パワーステアリング(以下“油圧PS”という。)と同等のフラットな操舵力特性から反力感のある特性まで簡単に設定できる。

(2) 保舵力特性

図14に舵角固定での加速円旋回時の保舵力を示す。油圧PSと同等に保舵力の増加の少ない特性からマニュアルステアリングに近い反力感の強い特性まで、各車速に対応したデータテーブルを設定することで容易にマッチングできる。



(a) 一巡伝達関数の周波数特性



(b) トルクフィードバックの応答性

図12. トルクフィードバック特性

表1. 燃費測定結果

試験車両 (660cc)	10モード		60km/h 定地走行	
	燃費 (km/L)	変化率 (%)	燃費 (km/L)	変化率 (%)
A 車 油圧 PS	P S 非装着	9.11	—	10.35
	P S 装着	8.62	5.38	10.00
B 車 EPS	P S 非装着	11.57	—	15.48
	P S 装着	11.52	0.43	15.45

注 変化率: $\frac{(P S \text{ 非装着} - P S \text{ 装着})}{P S \text{ 非装着}} \times 100$

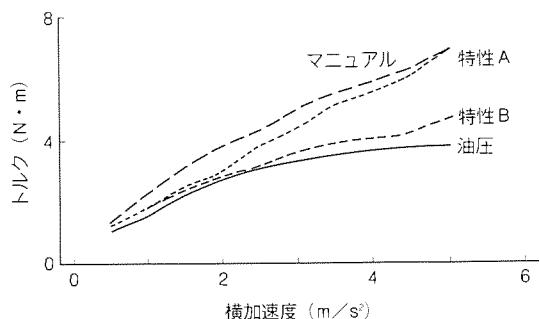


図14. 保舵力特性(定常旋回時の横加速度と操舵トルク)

結果を表1に示す。モード燃費は車両直進状態、すなわちパワーアシストしていない状態での比較である。油圧PSではポンプの駆動ロスがあるため燃費が悪化するが、EPSではロスが無視できるため市販の車両では3%以上の改善効果が得られた。

4. む す び

世界に先駆けて1988年に量産を開始したこのEPSシステムは、省燃費、搭載性に優れるという特長から各社の軽自動車に採用され、現在までに約90万台の生産実績がある。小型自動車や電気自動車への搭載ニーズも高まりつつあるので油圧PSに勝る性能改善(アシスト力、操舵フィーリング)と、一層のコストダウンを図り、その実現を目指したい。

終わりに、このシステムの開発に当たり御指導いただいたカーメーカーの皆様及び御協力いただいた関係者の皆様に感謝する。

参 考 文 献

- (1) 中山隆志、須田英一：電動パワーステアリングの現状と将来、自動車技術, 44, No. 1 (1990)
- (2) 清水康夫、杉野光生、河合俊岳、松本哲也：電動パワーステアリング、自動車技術会、学術講演会前刷集, 911 (1991)
- (3) エブリ／キャリイ・サービスマニュアル 概要・整備 (1990)

3.2 燃費改善

ワンボックス型軽自動車を使って、モード燃費を測定した

半導体加速度センサ

番政広* 山本雅裕**
瀬々倉孝* 大西正義***
荒木達**

1. まえがき

自動車のドライバビリティ改善及び安全性の追求のため、ブレーキ制御、アクティブサスペンション制御、トラクション制御等、各種車両制御用に加速度センサが利用され、その需要と市場規模が拡大しつつある。これら制御では、車両のコーナリング時や制動時に発生するDC加速度又は低周波の加速度検出が必要とされる。このため、DC信号から加速度の検出可能なセンサが望まれており、ひずみゲージ式や容量検出式の半導体加速度センサの開発が近年活発に行われてきている⁽¹⁾⁽²⁾。この中でも特に、ひずみゲージ式の半導体センサには、DC応答はもちろんのこと、特性の再現性が良く、小型・軽量・量産性に優れ、周辺回路が比較的簡素である等多くの特長があり、さらにひずみゲージ式の半導体圧力センサで培ったノウハウが利用できるという大きなメリットがある。しかし一方で、加速度センサに応用する場合は、その温度特性の向上及び衝撃加速度に対するセンサのロバスト性確保が問題点として挙げられる。

ここで紹介するひずみゲージ式半導体加速度センサは、上記問題点を高精度の温度補償回路及びオイルダンピングを採用することで、解決している⁽³⁾。本稿では、この半導体加速度センサの構成、原理及び特徴等につき述べる。

2. 基本構造と動作原理

自動車用半導体加速度センサの外観を図1に示す。この加速度センサは、自動車のABS(アンチスキッドブレーキシステム)制御用に利用されるもので、プラスチックパッケージ内に、センサ素子MAS1301T、低温度オフセットドリフトタイプのフリップチップ演算増幅器を搭載したハイブリッ

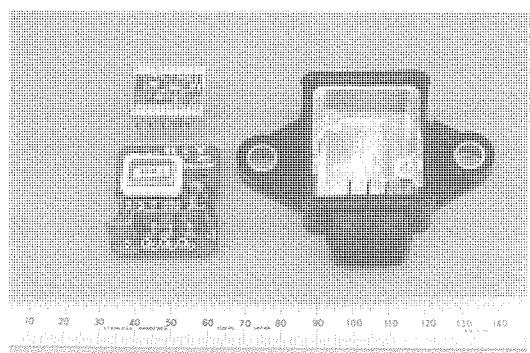


図1. 加速度センサユニット

ドIC M67844、EMIフィルタ(電磁波干渉防止フィルタ)等で構成されている。センサ素子MAS1301Tの詳細を図2に、加速度検出部の構造に関して、図3(a)にSi基板、同図(b)にその電気的等価回路を示す。

加速度によって生じる慣性力を変位(ひずみ)に変換するため、図2に示すように半導体Si基板の片持ちはり(梁)構造とし、感度向上のためにSi基板の固定端付近の一部に等方性エッチングを施し、その厚みを小さくするとともに、自由端に金属性のおも(重)りを附加した構造となっている。図3(a)に示すように、エッチングされた薄肉部の上面には、ひずみ検出のためにピエゾ抵抗効果をもつひずみゲージが結晶方向を考慮して4本配置され、同図(b)に示すようにフルブリッジ回路を構成するように配線されている。慣性力によって生じたひずみに応じて、ピエゾ抵抗ゲージの抵抗値が変化し、これをブリッジ回路で電圧変化として検出する。また、センサの動特性調整のために金属パッケージ内には、Siオイルが封入されている。図4にセンサ素子MAS1301Tの外観を、図5にセンサ素子構造の模式図を示す。

図5において、Y軸方向に作用する単位加速度当たりのセンサ主軸感度 S_y は、式(1)で表される。

$$S_y = (3mC_x * \pi_{44} V_s) / wh^2 \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 π_{44} はピエゾ抵抗係数、 m はサイズミックマス

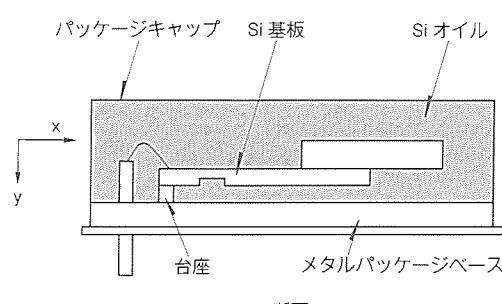
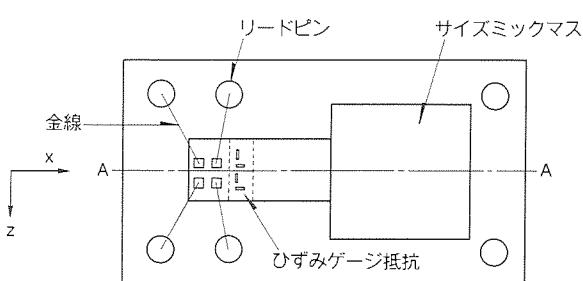


図2. センサ素子 MAS1301T の詳細

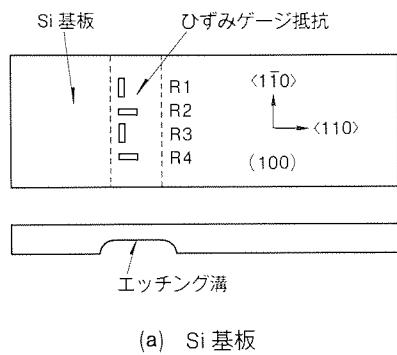
(重り)の質量、 C_x^* は重心位置とひずみゲージの配置されている位置間の距離、 w は素子幅、 h はひずみゲージ配置部の素子厚み、 V_s はブリッジ回路入力電圧である。 m 、 C_x^* 、 w 、 h は、後述する動特性を決定するパラメータも兼ね、感度本意に設定できないため、使用周波数範囲を考慮して決定する。

一方、他軸感度 S_x 、 S_z はそれぞれ、主軸度 S_y との比で表すと、式(2)で特徴づけられる。

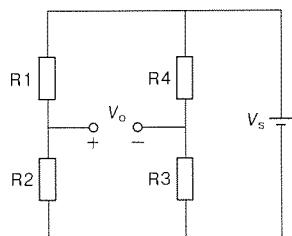
$$\left. \begin{aligned} S_x/S_y &= (h/6 + C_y)/C_x^* + f_1(M_y) \\ S_z/S_y &= f_2(M_x, M_y) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots \quad (2)$$

ただし、 C_x^* 、 C_y 、 C_z ：サイズミックマス重心位置

上記式中 f_1 、 f_2 として表現した項は、慣性力 F_x 、 F_z によって生じるモーメント M_x 、 M_y に関する項で、各ひずみゲージ抵抗に一樣なひずみが作用して生じる出力寄与ではないため明確な表現ができない。このため関数表示とした。他軸感度の低減には、式(2)から予想されるように、 C_x^* に対する h と C_y の比を小さく、また M_x 、 M_y に対する剛性を高める等の配慮が必要とされることが分かる。



(a) Si 基板



(b) 電気的等価回路

図 3. 加速度検出部の構造

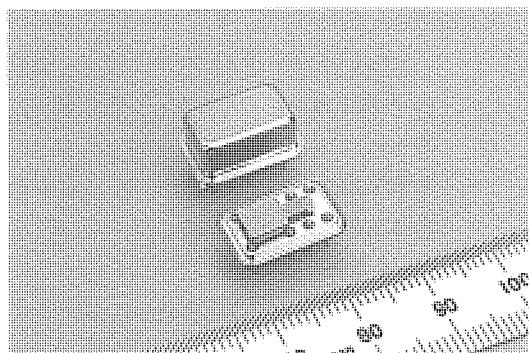


図 4. センサ素子 MAS1301T の外観

図 6 は、一例としてセンサ素子 MAS1301 T を Z 軸を中心回転させ、Y 軸方向の重力加速度 9.8 m/s^2 を利用してセンサの主軸感度 S_y 、他軸感度 S_x/S_y を測定する場合のセンサの出力特性である。式(2)で表される他軸感度が便宜上 20 %と非常に大きい場合を示す。

他軸感度が存在する場合、回転によって他軸感度軸方向の重力成分が変化するため、図 6 に示すように出力軌跡は非線形性を示す。このため、本来のセンサ出力の非線形性は、この他軸感度による非線形性分を取り除いて評価する必要がある。なお、主軸感度及び他軸感度はそれぞれ、この実測結果を基に式(3)から算出評価される。

$$\left. \begin{aligned} S_y &= A/2(V/G) \\ S_x/S_y &= B/A(\%) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots \quad (3)$$

3. 周波数特性

加速度センサの周波数特性は、式(4)で示される振動系の素子共振周波数 f_n と減衰係数 ζ によって定められ、検出すべき加速度信号の周波数範囲及び温度環境下でフラットなゲインと位相特性をもつように配慮される。

$$\left. \begin{aligned} \zeta &= \lambda / \{2(mk)^{1/2}\} \\ f_n &= (k/m)^{1/2} / 2\pi \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots \quad (4)$$

ここで、 m ：振動系質量

k ：振動系ばね定数

λ ：ダンピング係数

λ は振動子の形状、ダンピング媒質の粘性とその圧力、振動子と外壁の距離等に依存する係数である。減衰係数 ζ の設定は主に Si オイル粘度の選択を行い、衝撃加速度に対するセンサ素子 MAS1301 T のロバスト性確保のため過減衰状態で設計されている。

図 7 に -30°C における感度の周波数特性を示す。周波数特性の平たんさを示す指針としてのカットオフ周波数 f_c は、次式で表され、この周波数での位相遅れは $\pi/2$ となる。

$$f_c = \{\zeta - (\zeta^2 - 1)^{1/2}\}f_n \dots \dots \dots \quad (5)$$

4. 信号増幅及び温度補償回路

4.1 回路構成

センサ素子 MAS1301 T は、感度が低く、出力の温度依存性が大きいため增幅回路、温度補償回路が必要となる。この

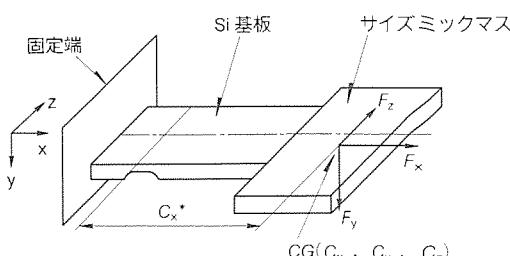


図 5. センサ素子模式図

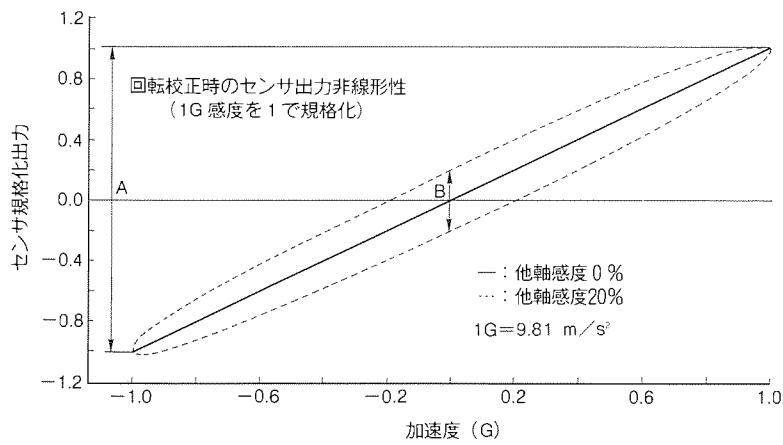


図 6. 重力加速度を利用した評価時のセンサ出力

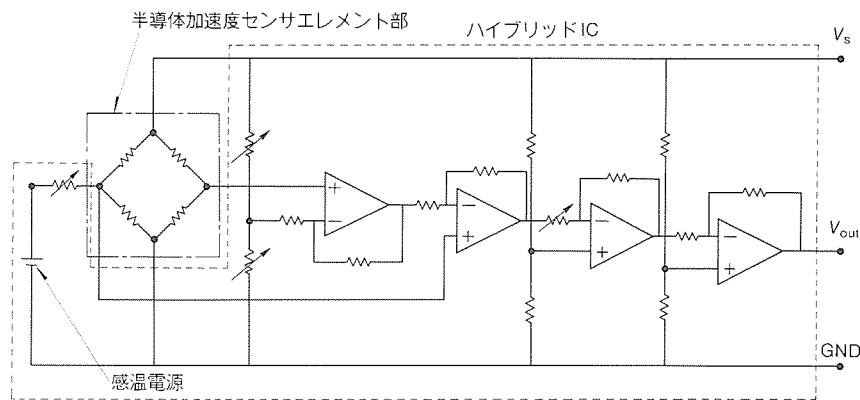


図 8. 信号増幅及び温度補償回路

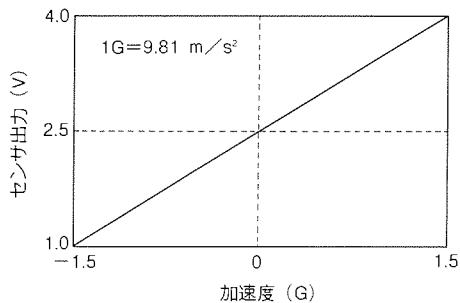


図 9. センサ DC 出力特性

加速度センサに使用した電気回路を図 8 に示す。この回路で使用した演算増幅器は、加速度センサ用に設計されたもので、入力オフセット電圧の温度ドリフト量が小さく、クワッドタイプの演算増幅器であり、後述するオフセット及び感度の温度特性補正用にリニアな温度係数をもつ p タイプの半導体抵抗とともにモノリシック IC に集積化されている。ハイブリッド IC M 67844 は、このモノリシック IC と厚膜抵抗及びセラミックコンデンサから構成されている。

センサの差動出力は、差動増幅回路で单一出力に変換され、後段の増幅回路で感度及びオフセット値調整が行われる。

個々のセンサ素子 MAS 1301 T の感度及びオフセット値の調整は、ハイブリッド IC M 67844 の厚膜抵抗をレーザトリ

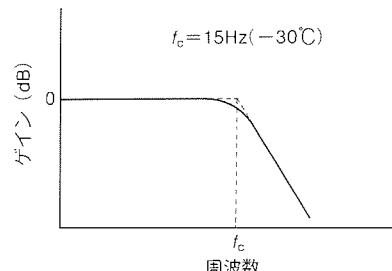


図 7. 加速度センサ周波数特性

ミングすることによって行われる。回路調整後の静特性を図 9 に示す。

4.2 温度補償方法

温度補償回路は、センサ素子 MAS 1301 T のオフセットの温度特性の補償及び感度の温度特性の補償の役割を担う。感度の温度特性の補償は、半導体圧力センサで使用されている方式⁽⁴⁾を採用しており、図 8 に示す回路の第 3 段目の増幅回路のゲインに、センサ素子 MAS 1301 T の感度の温度特性を相殺するように温度依存性をもたせることによって行われる⁽⁴⁾。

オフセットの温度特性の補償に関しては、従来、半導体圧力センサでは、ブリッジ構成抵抗の一つに並列に補償抵抗 R_c を挿入

する方法で行っていたが、この補償方法では、ゲージ抵抗の二次の温度係数に依存した補償誤差及びセンサオフセットの温度特性の二次成分が残る。加速度センサの場合、 9.8 m/s^2 当たりの出力感度が 1 mV/V_s (V_s : 入力電源電圧) と小さいため、感度当たりの温度補償誤差が大きくなってしまい、要求される温度特性を満足できない。したがって、加速度センサでは新しいオフセットの温度特性の補償回路を採用した。このオフセットの温度特性の補償回路を図 10 に示す。

この回路は主に、補償抵抗 R_c と感温電圧回路から構成され、感温電圧は補償抵抗 R_c を通して、センサ素子 MAS 1301 T のいずれかの出力端子に接続される。この結果、発生するオフセットの温度特性の補償出力は、温度 T の二次式で表される。

$$V_{\text{off}}(T) = g_0(K) + g_1(n, K, \alpha) \cdot T + g_2(n, K, \alpha) \cdot T^2 \quad \dots \quad (6)$$

ただし、 n : R_c の基準温度におけるゲージ抵抗値 R_{g0} に対する比

K : 基準温度における感温電圧の V_s に対する比

α : 感温電圧の温度係数

$g(i)$: i を変数とする関数

補償対象となるオフセットの温度特性は、温度 T に対して一次、二次の依存性をもち、式(6)の $V_{\text{off}}(T)$ のそれぞれ第 2 項、第 3 項で補償されるように、補償回路の回路定数が

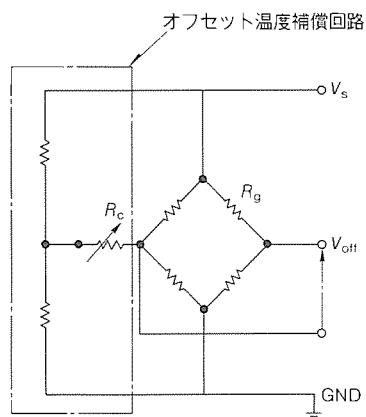


図10. オフセットの温度特性補償回路

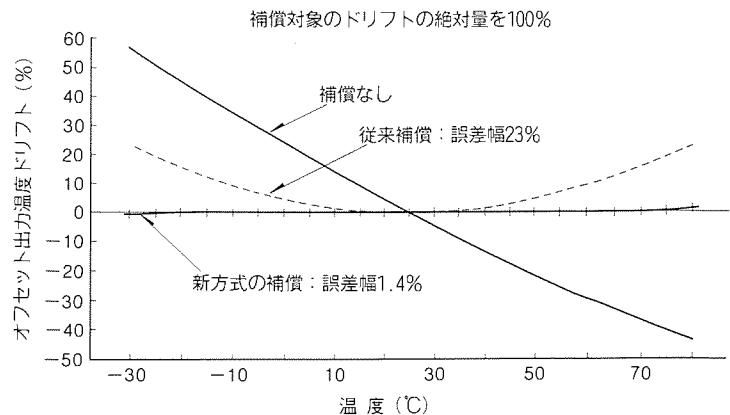


図11. 従来方式と新方式温度補償による残留補償誤差比較

決定される。この回路定数の設定は、前述した感度とオフセット値の調整と同様に、ハイブリッドIC M 67844の厚膜抵抗をレーザトリミングすることによって行われる。

図11は、従来方式とこの補償方式の補償後の誤差を示したもので、前述したように従来方式では、ゲージ抵抗の二次の温度係数に依存した補償誤差と補償なしの場合の温度特性の二次の温度依存成分が合計されて23%残留するが、新補償方式ではこれらが共に補償され、約2%まで補償誤差は低減される。

5. 諸 特 性

この加速度センサの諸特性(代表値)を表1にまとめる。高精度の温度補償回路の採用により、オフセット出力の温度依存性±3%FS、感度温度依存性±1%FSを達成している。

6. む す び

高精度の温度補償回路の採用と低入力オフセット温度ドリフトの演算増幅器を採用したことによって温度特性の優れた、しかも低価格な半導体加速度センサを開発製品化した。今後、車両制御ほか、多方面への適用が期待される。

参 考 文 献

(1) Macdonald, G. A. : A Review of Low Cost Acceler-

表1. 半導体加速度センサ諸特性(代表値)

加速度検出範囲	±1.5G (1.5G FS)*
使用温度範囲	-30~85°C
保存温度範囲	-40~105°C
検出出力感度	1V/G*
出力非線形性	1% (FS)
他軸感度	1.5% (FS)
周波数特性	DC~15Hz (-30°C)
感度温度依存性	±1% (FS)
オフセット出力温度依存性	±3% (FS)
電源電圧 V_s	DC5V

注 * G は重力加速度 ($1G = 9.81 \text{m/s}^2$)

ometers for Vehicle Dynamics, Sensors and Actuators, A 21-23, 303~307 (1990)

- (2) Grace, R. H. : Semiconductor Sensors and Microstructures in Automotive Applications, SAE paper No. 910495
- (3) Tsugai, M., Araki, T., Onishi, M., Seseura, T. : Piezoresistive Acceleration Sensor for Automotive Applications, SAE paper No. 920476
- (4) Bessho, M., Tsuru, Y. : High Reliability Absolute Semiconductor Pressure Sensor, S A E paper No. 830108

移動体通信の動向

一ノ瀬友次* 粟生和宏*
児山淳弥*
佐藤一美*

1. まえがき

かつては警察無線や防災無線、さらにはタクシー無線といったようなごく限られた公共性の高い分野で使用されていた移動無線が、今やムーバ^(注1)のような携帯電話や、一般家庭用のコードレス電話に至るまで広く普及している。このほかにも無線呼出し(ポケットベル、又はページャー)にしても同様に、その簡便なことから学生、子供にまで使われている。業務用通信分野においても、MCA(Multi Channel Access)は宅配業者にとってなくてはならない存在であり、AVM(Automatic Vehicle Monitoring)は、運輸業で車の位置が自動的に把握でき、適切かつ効率的な配車指令ができる。

このように、移動体通信は公衆通信用はもとより、業務用、一般家庭に至るまで広く普及している。これは小型・軽量化の促進や、安定した高通話品質の確保ができるようなシステム技術の進歩のほかに、移動中においても通信を必要とするような情報化社会の進展、さらにそのような需要を満たすための通信事業の自由化などに負うところが大きい。

ここでは、自動車(携帯)電話の小型化やディジタル化とパーソナル化を中心に述べてみたい。

2. 自動車電話の動向

2.1 自動車電話の市場動向

自動車電話はかなり古く(1960年代)から使われていたが、いわゆるセルラー方式として、現在のように完全に自動化されたのは1980年ごろからである。また、携帯電話は自動車電話が小型化され、しかも小さな送信電力でも電波が届くような比較的小ゾーン化したセル構造になったため使われるようになった。したがって、自動車電話も携帯電話も同じ方式で、同一の基地局を使用しており、方式上の違いはない。しかし、今では携帯電話が需要の大半を占めるようになった。

このような自動車(携帯)電話は、現在世界中で、1,500万台以上が使われていて、年率50%程度の成長を遂げている。主な市場における概況は次のとおりである。

(1) 日本……………130万台

NTT…1979年からNTT方式で全国サービス。

IDO…1988年からNTT方式で首都圏、中部圏をサービス。1991年からNTACS方式を追加。

DDI系セルラー会社…1989年からJTACSでIDO以外の地域をサービス。

- (2) 北米……………740万台
1都市2事業者で1983年からAMPS方式でサービス。
- (3) 北欧……………140万台
各国1事業者で1981年からNMT方式でサービス。普及率は世界一高い。
- (4) 英国……………140万台
2事業者で1985年からTACS方式でサービス。
その他、仏ではDGTが1985年からR-2000方式で、また1989年からSFRがNMTのフランス版で、独ではDBPが1985年からC-450方式でサービスを行っている。今や先進国のみならず発展途上国でも導入されつつある。

2.2 自動車電話の仕組み

国によって周波数や通信プロトコルなど方式上の違いがあるが、基本的には無線基地局をもつ多くのゾーン(セル)から構成されている。これをセルラー方式と呼び、図1のような構成となっている⁽¹⁾。

(1) 周波数の繰り返し利用と小ゾーン化

与えられた電波(スペクトル)で多くの加入者を収容するためには、セルを小さくして、同一周波数を干渉しない一定の間隔を保って繰り返し利用する。特に都心部では利用者も多く、セルの半径は1~2km程度にまで小さくなっている。

(2) ハンドオフ

移動中に一つのセルから隣接するセルへは、自動的に周波数が切り替わり、通話も交換機によってバトンタッチされるのでとぎれることなく連続した交信が可能である。

(3) 位置登録

移動している相手に電話をかける場合、それがどの地域に存在しているかあらかじめシステムに登録されていないと不可能である。そのようなデータベースは常に新しいものに書き換えられていなければならない。

(4) ローミング

異なる事業者が同一の方式で運用している場合は、加入側とは違う他の事業者への相互乗り入れが可能である。ただし、あらかじめローミング契約を結び、代金請求に問題が生じないようにしておく必要がある。都市ごとにサービスが異なる米国では盛んに行われている。

2.3 電波の有効利用と今後の課題

有限な資源としての電波を有効に利用することは無線通信

(注1) ムーバは、日本電信電話(株)(NTT)の登録商標である。

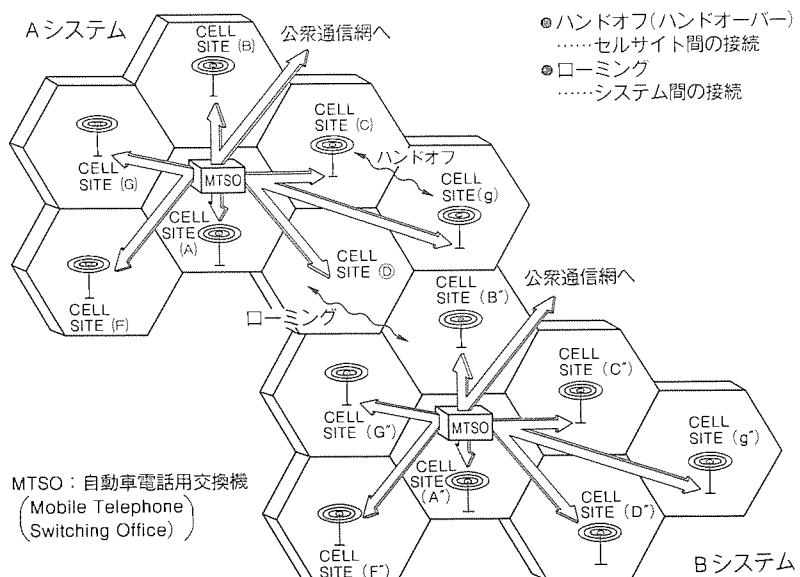


図1. 自動車電話システム

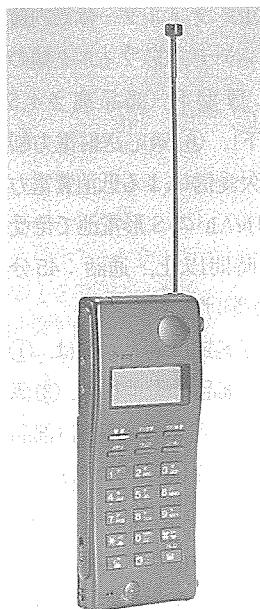


図3. 携帯電話ムーバD

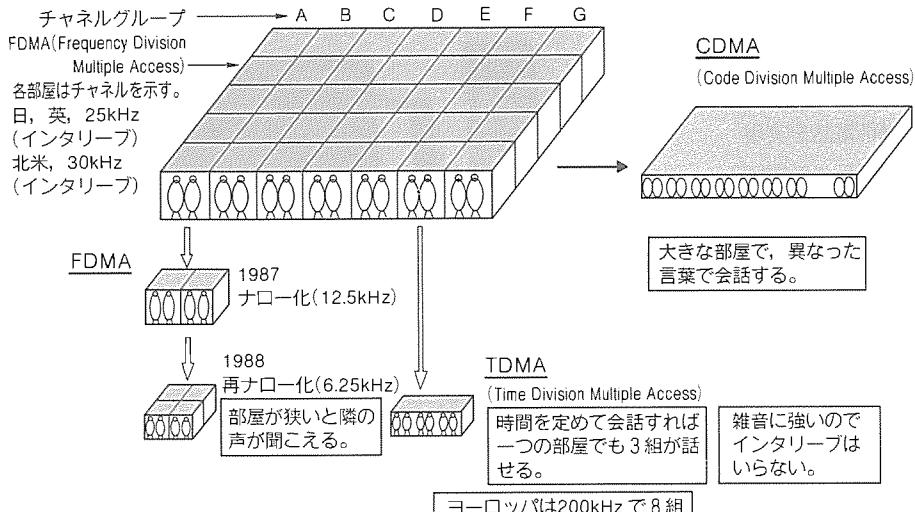


図2. 電波の有効利用

技術の不变的な研究課題であり、古くからいろいろな方式が提案され実用化されてきた。現在使われている技術はFM等のアナログ変調方式で周波数分割(FDMA)によって行われているが、半導体やコンピュータ技術の進歩により、従来困難とされた移動体通信におけるデジタル化が可能となり、周波数の有効利用と新しいサービスの実現が可能となった。

図2は周波数の使い方を概念的に示すものであり、従来のFDMA方式がナロー化によってチャネル数を増大させてきたものに対し、時分割方式(TDMA)や符号分割方式(CDMA)などのデジタル方式が開発されている。

3. 小型化の動向

近年とみに携帯電話への関心が強まり、国内・海外ともに小型・軽量化の実現とともに携帯電話の加入数の伸び・普及が進んできている。当社では、NTTの御指導のもとに、携

帯電話を生産納入しているが、平成元年からサービスしている従来機種(TZ-803)に比べて体積・質量ともほぼ1/3という世界最小・最軽量の携帯電話ムーバD(図3)(送信電力0.6W、体積150cm³、質量250g)を開発し、平成3年春から市場投入した。

NTT大容量方式携帯電話は、800MHz帯でチャネル間隔6.25kHzインターリーブという世界で最も周波数利用効率の高いアナログ方式自動車電話シス

テムで、ダイバーシチ受信機能、音声下部帯域100bpsデータ伝送機能、干渉検出機能、適応送信電力制御・間欠受信等の機能に加えて、従来方式(チャネル間隔25kHz)とのコンパチビリティをもつものである。携帯電話ムーバではNTTがニーズの多様化に対応するため、4機種同一の機能仕様で異なるデザインで開発した最初のものである。ムーバDは薄さに重点をおく形状であり、表示部を大きく、操作性の良さ、携帯性の良さを追求したものである。

ムーバD開発では、以下の小型化回路技術及び高密度実装技術によって小型化を達成した。

小型化回路技術としては、①電力増幅器のGaAsによるMMIC化(5.5V動作, $P_o \geq 31 \text{dBm}$, $\eta \geq 55\%$), ②IF・ベースバンド回路のLSI化, ③制御部のASIC-LSI化(Z80系CPUコアにCODEC・A/D・タイマ・割り込み制御・PIO・RAM等のユーザー作成ロジックを組み込んだ1チップ

IC), ④RF フィルタ一体形内蔵逆Fアンテナ, ⑤フィルタ類の小型・薄型化(部品高さ4.5mm以下), ⑥適応送信電力制御・間欠受信による低消費電力化(400mAhのS形電池で待受け:8時間以上, 通話:45分以上)が挙げられる。

高密度実装技術としては, ①表面実装部品の全面採用, ②薄型多層高密度基板の採用(部品片面実装・片面べたGNDによる薄型構造の実現, ガラエポFR4・0.8mm厚み・6層プリント基板), ③0.5mmリードピッチLSI実装, ④高密度実装多層ハイブリ

ッドIC, ⑤超小型(1005)チップ部品の採用による実装密度の向上と無駄な空間の削減(基板上の部品占有面積率60%以上)が挙げられる。

ムーバでは角形ニッカド二次電池5セルで携帯電話を実現したが, 小型化の今後の方向として半導体回路部品の低電圧化・低消費電流化(動作電圧3V以下)及び高エネルギー電池(ニッケル水素電池, リチウムイオン電池等)の開発・導入により, 小型・軽量・長寿命化が進んでいくものと考えられる。

4. ディジタル化の動向

社会の高度化, 多様化に伴って情報の価値が再認識され, その利用が多方面にわたって広がりをみせてきている。移動体通信は, その利便性によって情報通信の媒体として需要が急速に拡大している。固定通信網のディジタル化の動向及び周波数の有効利用, 経済性から自動車電話の早急なディジタル化が期待されている。

これらの要求に対して, 世界の3か所の先進地域では, その域内で標準化を行い, 統一方式による一層の利用拡大を行うとしている。さらには, 世界統一方式に向けてCCIRを中心にFPLMTSとして2000年ごろをターゲットとする検討も進められている。

現在, ヨーロッパ, 米国及び日本の3先進地域で行われている標準化動向について概略を説明する。

(1) ヨーロッパ諸国では, 1986年からいち早く欧州統一方式としてGSM(Group Special de Mobile: ディジタル移動専門部会)及びそれを継承してETSI(European Telecommunication Standards Institute: 欧州電気通信標準化機構)を中心に標準化作業を行っている。1992年ごろからの商用化を目指している。

表1. 方式諸元

	汎欧洲方式	北米方式	日本方式	
使用周波数帯(MHz)	890~915(上り) 935~960(下り)	824~849 869~894	940~956 1,453~1,465 810~826 1,501~1,513	1,429~1,441
送受信周波数間隔(MHz)	45	45	130	48
キャリア周波数間隔(kHz)	400 (200kHz インタリーブ)	60 (30kHz インタリーブ)	50 (25kHz インタリーブ)	
基地局ゾーン半径(km)	0.5~35	0.5~20	0.5~20	
アクセス方式	TDMA	TDMA	TDMA	
1キャリア当たりのチャネル数(チャネル)(ハーフレート時)	8 (16)	3 (6)	3 (6)	
伝送速度(kbps)	270	48.6	42	
変調方式	GMSK	$\pi/4$ シフトQPSK	$\pi/4$ シフトQPSK	
音声符号化方式	RPE-LTP-LPC (22.8kbps)	VSELP (13kbps)	VSELP (11.2kbps)	
タイムスロット時間(ms)	0.55	20/3	20/3	
波形等化	必要	必要	オプション	



図4. GSM移動機(試作機)

- (2) 米国においても, 1989年始めにCTIA(Celluar Telecommunications Industry Association: 米国自動車電話事業者協会)から, TIA(Telecommunication Industries Association: 米国電気通信工業会)に対してディジタル方式自動車電話システムの開発が依頼され, 標準化が行われた。
(3) 我が国では, 平成元年にディジタル方式自動車電話システムに関する調査研究会が郵政省のもとにおかれ, 同年7月に方式提案が公募され, 内外の諸機関から提案があった。

その後, その調査研究会のもとに3ワーキンググループ(制御, コーデック及びIPR)が設置され, 各々専門的に検討が行われ, 平成2年3月に報告書⁽²⁾が提出された。その後, 電気通信審議会答申を経て, 平成3年関係法令の改正が行われた。現在, 標準規格(STD-27)が発行されている。

以上のそれぞれのシステム開発の主な結果を表1に示す。当社では各方式用の移動機端末を開発し, 試作機による評価を行っている。代表的な一例として図4にGSM仕様による移動機の写真を示す。

5. パーソナル化の動向

回線(端末)間を結ぶ現在の通信から、人と人を直接結ぶことを可能とするパーソナル通信を目指して国内・海外で活発な研究が続けられている。このパーソナル通信では、人は自分の電話機(端末)を持ち歩き、いつでも、どこにいても、自由に発信・着信ができるものでなければならない。このパーソナルな通信の第一ステップとして国内では簡易型携帯電話システム(パーソナルハンディホン、略して PHP)又は第二世代コードレス電話システムの開発が進められており、間もなく実用化されようとしている。ここでは、パーソナル化の動向として簡易型携帯電話システム(図5)を取り上げ、その動向を中心に述べる。

5.1 簡易型携帯電話システムの開発

簡易型携帯電話システムの規格策定の状況を図6に示す。技術基準(国の強制規格)については、平成2年5月に電気通信技術審議会(電通技審)に簡易型携帯電話システム委員会を設置して検討を行い、平成3年5月に審議状況の中間とりまとめを行った。引き続きこの基準の有効性を確認するために、メーカー、事業者が試作機を持ち寄り相互接続確認を行う実証実験を平成4年5月まで行い、その結果をふまえて電通技審は平成4年6月郵政省に屋内用(家庭及び事業所用)の答申を行い、屋外用(公衆用)については引き続き継続審議を行うこととなった。郵政省はこの一部答申に基づいてPHPの屋内基地局及び移動局の無線設備について関係省令の改正を行う予定となっている。

一方、このシステムの通信制御方式等に係る規格(任意規格)は、上記簡易型携帯電話システム委員会設置に合わせて、(財)電波システム開発センター(RCR)の規格委員会に第二世代コードレス電話システム分科会を設置して検討を行い、実証実験に使用する標準規格(中間版)を平成3年9月に完成した。引き続き実証実験の結果及び電通技審の一部答申の内容をふまえて標準規格第1版が平成4年10月ごろに完成する予定となっている。

5.2 簡易型携帯電話システムの技術的条件

前述の一部答申で報告された簡易型携帯電話システムの技術的条件を表2に示す。このシステムでは移動体通信用として初めて1.9GHz帯を使用しているほか、ディジタル通信方式として、TDD(Time Division Duplex)方式、32kbps ADPCM音声符号化、

4チャネル多重TDMA方式、 $\pi/4$ シフトQPSK変調方式など高品質音声、ISDNへの対応、周波数の有効利用等を考慮した技術基準を採用している。

5.3 簡易型携帯電話システムでのサービス

現在コードレス電話としては、広く普及している家庭用のものと、事業所・ビル内等で使用されているシステムコードレス電話があるが、これらに使用されている携帯機は共用はできず、また直接屋外で公衆網へ接続できる機能もない。簡易型携帯電話システムはこれらの不便さを一挙に解決し、1台の携帯機で、家庭用、事業所用、公衆用のいずれでも使用できるようにするもので、正にいつでも、どこでも、だれとでも通信できるパーソナル通信の第一段階のシステムである(図5参照)。機能面では、移動速度を歩行程度での通話可能としている。また、発信は当然可能であるが、着信機能については家庭/事業所等は当初から組み込まれようが、公衆用についてはサービス料金との兼ね合いもあり、事業者で

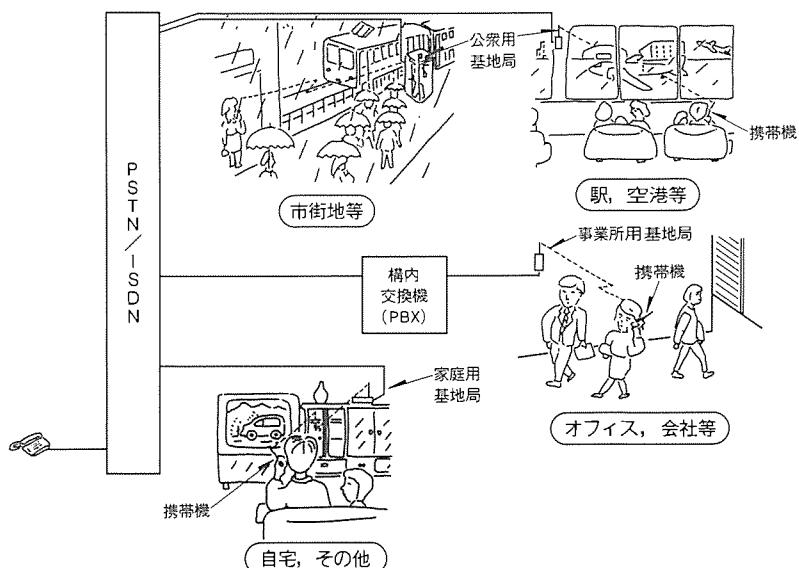


図5. 簡易型携帯電話の使用イメージ

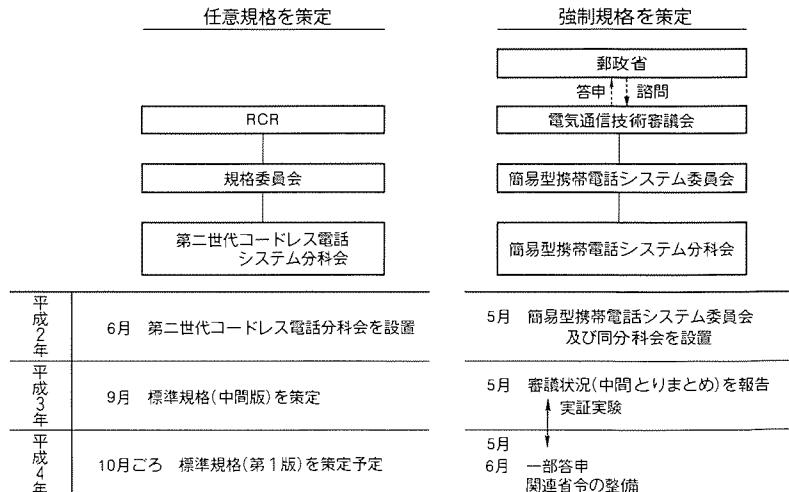


図6. 規格策定の状況

表2. 簡易型携帯電話システムの屋内基地局用無線設備及び移動局用無線設備の技術的条件

項目	条件
一般的条件	(1) 必要な機能 ア. 第一種電気通信事業者が提供する公衆通信網と接続可能であること。 イ. スロット単位の干渉検出機能をもち、干渉の少ないチャネルを自動的に割り当てることが可能であること。 ウ. 通信中に干渉を受けた場合、スロット単位の干渉回避が可能であること。 エ. 誤接続を防止するため、呼出符号等を送り出し無線設備の識別が可能であること。 オ. 家庭又は事務所用として先に使用されている移動局を屋外の基地局と接続して使用する状況が生じた場合には、必要な措置を施すことにより、容易に移動局の兼用が図れるようにすること。
	(2) 無線周波数帯 このシステムでは、近距離伝搬が主であり、比較的高い周波数の利用が可能であること、所要帯域幅としては相当の帯域幅が必要と予想されること、1GHz帯以下の周波数は既に他のシステムに利用されていること等を考慮し、パーソナルハンディーホンの周波数帯は、1~3GHz帯が望ましく、具体的には1.9GHz帯を使用できるようにすること。
	(3) キャリア周波数間隔 300kHz であること。
	(4) アクセス方式 マルチキャリア TDMA(デジタル)方式であること。
	(5) 伝送方式 TDD 方式であること。
	(6) 多重数 4 多重であること。なお、将来はハーフレート音声符号化等により、多重数を拡張することが望ましい。
	(7) 通信方式 複信方式であること。
	(8) 变調方式 $\pi/4$ シフト QPSK(ロールオフ率0.5)であること。
	(9) 变調信号速度 384kbps であること(音声符号化方式は32kbps-ADPCM)。
	(10) 空中線電力 10mW 以下であること。
	(11) 空中線電力の制御 他局への干渉を抑えるという観点から、必要に応じて、空中線電力の制御機能を備備することが望ましい。
	(12) セキュリティ対策 不正使用を防止するための移動局装置固有の番号の付与、認証手順の適用、通信情報に対する秘匿等を必要に応じて講ずることが望ましい。 ①周波数の許容偏差: $\pm 3 \times 10^{-6}$ 以内、②スプリアス発射の強度: (ア)本システムの帯域内; 250nW 以下 (イ)本システムの帯域外; 2.5 μ W 以下、③占有周波数帯幅の許容値: 288kHz、④隣接チャネル漏えい電力: 離調周波数間隔600kHzにおいて800nW 以下、900kHzにおいて250nW 以下、⑤キャリアオフ時漏えい電力: 80nW 以下
無線設備の技術的条件	(1) 送信装置 ①受信感度: ビット誤り率が 1×10^{-2} となる受信機入力電圧が 16dB μ V 以下、②スプリアスレスポンス: 47dB 以上、③隣接チャネル選択性: 57dB 以上、④相互変調特性: 47dB 以上
	(2) 受信装置 絶対利得が 2.14dB 以下のきょう体一体型であること。ただし、実効ふく射電力が絶対利得 2.14dB の空中線の規定の空中線電力を加えたときの値以下となる場合は、その低下分を空中線電力の利得で補うことができるものとする。
	(3) 空中線 基地局を介しての通信が行えない場所等における補助的通信手段として、基地局を介さない移動局相互の直接通話を行えるものとする。
	(4) 子機間直接通話
	(5) 測定法 IEC(国際電気標準会議)で審議され、かつ国内で定められている測定法に準ずること。

検討が行われることになろう。着信を可能とする一方法として、着信機能専用のポケベルと組み合わせて発着呼を可能とするポケットテレホン構想も提案されている。

5.4 その他

自動車電話の広域・高速サービスとコードレス電話の簡易性、利便性を融合し、更なるパーソナル通信を目指して、国内では郵政省にマイクロセル移動通信に関する調査研究会が設けられ、検討が進められている。

一方、海外では米国でPCS、欧洲ではCT-2、PCN、DEC T等の各種システムが運用又は計画されており、将来的には、国際共通方式としてFPLMTSの構築に向けた諸検討が活発に進められている。

6. むすび

移動体通信は、ムーバなどの出現によって普及が促進し、より身近に感じるようになった。潜在需要を人口の10%程度とみれば市場はまだまだこれからあり、新しい通信事業者も次々と生まれている。この市場を健全な形で育成するためには、行政から一般ユーザーに至るまで、それぞれの立場で努力すべき点が多い。

まず、免許制度や料金など行政当局による規制緩和や標準

化の促進が必要であり、第二に公衆通信事業者によるサービス向上への努力、第三にメーカーによる小型軽量で安価な端末機器の提供も大切である。最後にユーザーとして、不正使用やプライバシーの尊重などモラルの向上も要求されるであろう。

いずれにせよ情報化社会の進展は、いつ、どこにいても、だれとでも通信が可能な状態が求められ、それを実現する手段は移動体通信をおいて外にない。

参考文献

- 1) 一ノ瀬友次、三橋浩二、今村孝行:米国における自動車電話システム、三菱電機技報、64、No.2、131~136(1990)
- 2) ディジタル方式自動車電話システムに関する調査研究会:ディジタル方式自動車電話システムに関する調査報告書(1990-3)
- 3) 電気通信技術審議会:パーソナル・ハンディーホンの屋内基地局用無線設備及び移動局用無線設備の技術的条件(1992-6)
- 4) 次世代携帯電話システムに関する調査研究会:次世代携帯電話システムに関する調査報告書(1990-4)

車載用音声認識装置

森廣義晴*
下谷光生*
金子和磨*

1. まえがき

自動車の運転中は安全性確保のため、視線は前方を注視し、手足は運転動作をすることが望ましい。一方、車載機器の数は増加し、その操作も複雑になってきており、運転の危険性が増してきている。音声認識装置はこのアイフリー化、ハンドフリー化の要求を満たすための車載機器の制御用の装置として注目されてきている。しかし、自動車室内では耐騒音性能に優れた音声認識装置が必要とされる。なぜなら、自動車室内ではエンジン騒音・風騒音・走行騒音などにより、騒音レベルが高い上、収音用のマイクロホンも運転者から離して設置しなければならないので外来ノイズを拾いやすいからである。

騒音環境での音声認識手法として、スペクトルサブストラクション法や、標準パターンにあらかじめ騒音成分を重畠させておく手法や、くし形フィルタ法などが提案されている⁽²⁾⁽³⁾。しかし、実用化された例は少なく、また実用性の評価・検討した例も少ない。今回、基本原理としてくし形フィルタ法を用いて自動車騒音を対象とした音声認識アルゴリズムの実用化を検討し、車載用音声認識装置を開発した。以下この認識アルゴリズム、音声認識装置の詳細について述べ、認識評価試験結果と自動車電話への応用例について紹介する。

2. 音声認識アルゴリズム

2.1 音声認識処理の概要

特定話者登録型の音声認識装置は、あらかじめ装置使用者が単語音声を登録する音声登録モードと、音声認識を行う認識モードとに動作モードが分かれる。図1は音声認識処理の全体を示す音声認識処理フローである。まず、マイクロホンから入力された音声信号を、25.6 ms の分析フレーム周期ごとに音声分析部で音声の特徴抽出を行う。そして、抽出した特徴パラメータを基に音声区間の検出を行う。次に分析データの圧縮を行う。音声登録モードでは、この圧縮後の音声の特徴パラメータをテンプレートとして記憶しておく。音声認識モードでは、パターンマッチング処理により、登録したテンプレートと入力音声データとの類似度判定を行い、認識結果を出力する。

以下各処理の詳細について述べる。

2.2 特徴抽出(音声分析)

音声の特徴パラメータとして、16次のスペクトル、パワー、

最大自己相関関数値、ピッチ周期、零交差数を求める。スペクトルを求める音声分析手法として、くし形フィルタの一種であるピッチ同期式チャネルフィルタ分析を採用した。

ピッチ同期フィルタとは、有聲音の周波数成分がピッチ周波数の高調波からなることを利用し、ピッチ周波数の整数倍の中心周波数をもつ Q の高いバンドパスフィルタ群でスペクトルを抽出することにより、騒音環境下での音声信号の S/N を上げ、スペクトルひずみを小さくする手法である。また、無聲音や騒音はピッチ性がないので、決められた中心周波数をもつバンドパスフィルタ群でスペクトルを求める。ピッチ周波数の抽出には、比較的騒音に強いとされる自己相関関数を用いる方法を採用した。ピッチ探索範囲内で最大値を示す自己相関関数の次数からピッチ周期を求め、この逆数としてピッチ周波数を求める。ピッチ同期フィルタを使用するとき、ピッチ周波数が正確に抽出できるかどうかが問題となる。そこで、ピッチ周波数がどの程度正確に抽出できるかを評価した。

図2はシミュレーションで求めた有聲音における音声の S/N とピッチ正解率を示す。有聲音の判定は、ピッチ周期抽出時の最大自己相関関数値とパワーとの比によって行っている。図2から S/N 6dB でも有聲音の 84.6% のピッチ抽出が可能であり、騒音中の音声認識用に使用できることが分かった。

ピッチ同期フィルタで抽出された16次のスペクトルとパワーの特徴パラメータは対数変換し、正規化処理を行っている。

2.3 音声区間の検出

離散単語の音声認識の場合、正しい音声区間を求めることが重要となる。しかも、時系列的に逐次音声区間検出を行う必要がある。そこで、各フレームごとに騒音と音声とを判別する有音判定を行い、最初に検出した有音を音声の始端とし、始端検出後、有音でない状態が0.5秒以上続くと音声区間検出を終了し、最後の有音を終端としている。

騒音環境下では、パワーだけで有音判定を行うのは困難であるので次の方法を採る。

- (1) 認識処理の開始直後の区間を騒音区間とし、騒音区間の平均的特徴パラメータ(騒音平均パラメータ)を求める。
- (2) 有音判定対象フレームの特徴パラメータを騒音平均パラメータと比較し、スペクトル距離が遠いとき及びパワーが一定値以上大きいとき、このフレームを有音、それ以外を無音

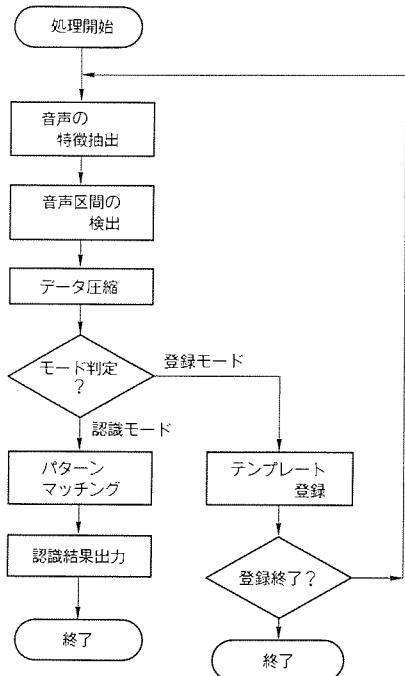


図1. 音声認識処理フロー

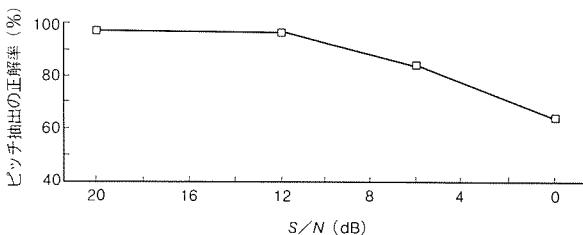


図2. 音声のS/Nとピッチ抽出の正解率

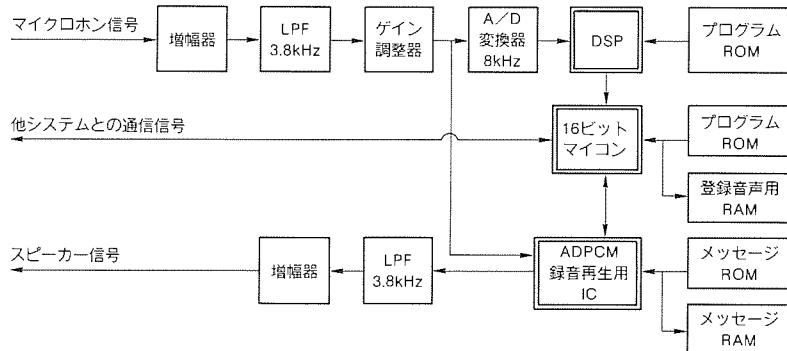


図3. 音声認識装置の構成ブロック図

とする。

音声区間長は0.15秒以上とし、衝撃性騒音の入った場合を棄却している。

2.4 データ圧縮

1単語分の分析データをそのまま音声の特徴パラメータとすることは、音声認識装置を実現する際、メモリ量の増大とマッチング処理時間の増大を招く。そこで、時間軸上で一定のルールに従って有効フレームの選択を行い、データを圧縮する。フレーム選択のルールは次のとおりである。

- (1) 連続する無音フレームは1フレームで代表する。
- (2) 隣り合う有音フレーム間のスペクトル距離がある一定しきい(閾)値以下の場合は、一方を代表として選択する。

この結果、平均的に約半分にデータの圧縮ができる。

2.5 パターンマッチング

テンプレートと入力音声データとの類似度判定のための距離計算には、端点固定のDP(Dynamic Programming)マッチング法を採用した。マッチングの極端なパスを禁止するために、局所的な傾斜を1/2と2の間に制限している。

2.6 認識結果判定・出力

パターンマッチングの結果、距離の一番近い候補を認識結果とし、距離が近い場合第2位、第3位の候補も参考として出力している。距離がある設定値よりも遠い場合、リジェクト信号を出力する。

3. 音声認識装置概要

2章の音声認識アルゴリズムを使った車載用音声認識装置を開発した。図3は音声認識装置の構成を示すブロック図である。この装置は、音声入力部、音声分析部、音声合成部、

認識処理コントローラ部からなる。以下各部について説明を行う。

- (1) 音声入力部は、增幅器とカットオフ周波数が3.8kHzであるアンチエリアギング用のローパスフィルタと10ビットA/D変換器からなる。サンプリング周波数は8kHzである。
- (2) 音声分析部にはピッチ同期フィルタ分析など高速にディジタル演算を行う必要性からディジタルシグナルプロセッサを採用した。25.6msのフレーム周期内に、パワー演算、自己相関演算、ピッチ抽出、16個のディジタルフィルタ演算、対数変換演算を実時間で実行している。ピッチ同期フィルタ分析を行うディジタルフィルタは二次格子型とし、フィルタ係数はピッチ周波数に対応してROMテーブルに記憶させた。対数変換演算にはROMテーブルルックアップ法を用いた。
- (3) 音声合成部は4ビットADPCM録音再生ICを採用した。登録単語20単語分の音声復唱機能のために32秒分のメッセージRAMを、音声ガイド用に32秒分のメッセージROMを設けた。
- (4) 認識処理コントローラ部は16ビットマイクロプロセッサ(CPU)で構成され、始終端検出、音声登録、音声認識の処理、外部とのインターフェース、システム全体の制御を行っている。CPUはまた登録テンプレートを記憶するRAMを接続している。

この認識装置の仕様は表1のとおりである。

4. 認識性能

4.1 自動車騒音

自動車車室内での騒音のレベルは自動車車速と関係が深い。図4は、2,000ccクラスのセダン型乗用車で測定した走行条

件と騒音レベルの関係を示す図である。車速50~100km/hでは、ほぼ88~90dBの騒音レベルがあることが分かる。騒音が大きいとき、人間は自然に声を大きくして話すことが知られている。そこで、騒音下での人間の音声の発聲音圧レベルを調べる実験を行った。録音した自動車騒音を被験者に聞かせて音声の発声を行わせ、騒音レベルと音声信号のS/Nとの関係を測定したところ、およそ88~90dBの騒音レベルのとき、音声信号のS/Nはおよそ6dBとなることが分かった。そこで今後認識装置の評価には、このS/N 6dBを判断基準として、この条件で性能が満足できれば実用化できるという判断を行うことにした。

4.2 認識試験

車載用音声認識装置の車載認識試験を行った。試験条件を表2に示す。自動車騒音を所定のS/N (S/N5 ケース)で混入した音声20単語発声4回の評価用音声データ DAT テープを製作した。試験では、2,000cc クラスのセダン型乗用車を用い、評価用音声データ DAT テープを運転者の口の位置に相当する位置に置いたスピーカーから再生した。再生音圧は一定にした。この再生音をステアリングコラム上に設置したマイクロホンで収音し、音声認識装置に入力し、認識結果を求める評価を行った。この時、自動車の窓は閉め、オーディオはOFFに設定した。無騒音での第1回発声の音声20単語を登録音声とし、それぞれのS/Nについて第2回~4回発声分(計60単語)について認識評価を行った。

評価者8名(男性6名、女性2名)平均の認識性能を図5に示す。認識性能は音声認識率無騒音時99.4%, S/N6dB時92.1%, 誤認識率無騒音時0.6%, S/N 6dB時3.8%, リジェクト率無騒音時0%, S/N 6dB時4.1%と実用的レベルにある結果が得られた。

実際の走行試験も一般道路、高速道路などで行ったが、十分使用できるレベルにあった。

5. 音声認識自動車電話システムへの応用

従来、音声認識装置を車載機器に応用した例としてはカーラジオ、自動車電話等があった^{(4)~(6)}。今回は、その中でも自動車電話への応用について紹介する。

自動車電話への応用には以下の利点が考えられる。

- (1) 自動車電話での通話は安全に操作できるように、ハンドフリー通話が主流になっている。それに対して、電話番号が多数のけたになり、簡単にダイヤリングしたい、ダイヤリングをハンドフリー化したいというニーズがある。
- (2) 相手先名を発声することにより、ダイヤル発信が可能な音声認識ダイヤリングは操作性が向上し、安全性も増すこと

表1. 車載用音声認識装置仕様

分類	項目	内容
全体仕様	話者	特定話者1名
	登録単語数	20単語
	入力単語長(s)	0.15~1.5
	認識処理時間(s)	平均0.5
認識方式	A/D 変換器	10ビット 8kHz サンプリング
	分析フレーム(ms)	フレーム長25.6 フレーム周期25.6
	音声分析方法	ピッチ同期フィルタバンク
	特徴パラメータ	パワー、スペクトル(16ch), 最大自己相関関数値、ピッチ周期、零交差数
ハードウェア	マッチング方法	端点固定 DP マッチング
	音声分析 IC	DSP
	CPU	16ビットマイクロプロセッサ
	音声応答	4ビット ADPCM 録音再生 IC
	電源仕様	DC13.6V
	メモリバックアップ	Ni-Cd 電池

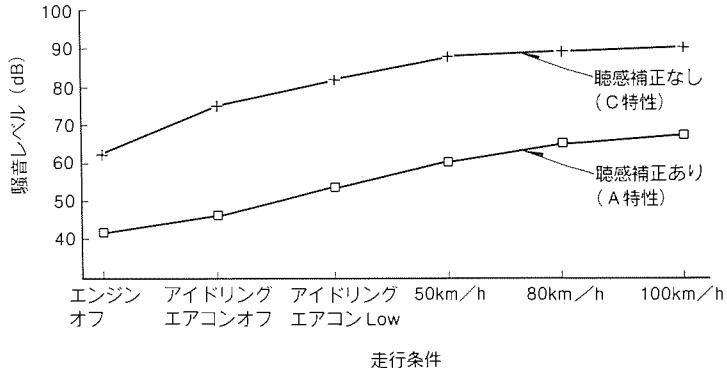


図4. 走行条件と騒音レベルの関係

(2,000cc セダン車、窓閉め、オーディオOFF)

表2. 性能評価試験条件

項目	内容
音声データ	日本語共通音声データベース*1 100都市名の最初の20単語、各単語4回発声 8名(男性6名、女性2名)
騒音データ	騒音データベース*2 No.1(走行自動車内騒音(2,000cc クラス))の定常部分
S/N(dB)	0, 6, 12, 20, 無騒音
試験車	2,000cc セダン型乗用車 停車、窓閉め、オーディオOFF
マイクロホン	コンデンサマイクロホン、 ステアリングコラムに運転者に向けて設置
スピーカー	シングルコーンスピーカー、 運転者の口の位置に相当する位置に設置

注 *1, *2 (社)日本電子工業振興協会 (1989)

が期待できる。

- (3) もともと声を出して通話する機器のため、声を出すのに違和感が少ない。
- (4) 特定の相手先名を発声して使用するため、特定話者登録型音声認識装置が使える。

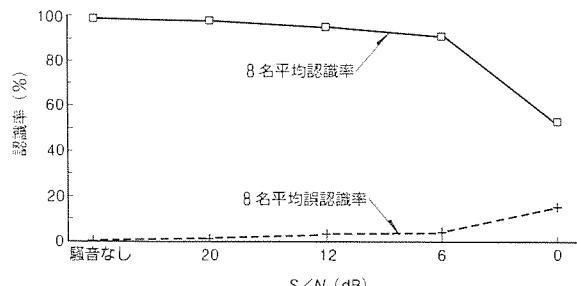


図5. 音声認識性能

(5) ハンドフリー自動車電話では通話用にマイクロホンとスピーカーが既に設けられているので、外部機器の追加が少なくて済む。また、容易に音声でフィードバックがつけられるので、音声フィードバックがあれば、操作者は認識結果を容易に判断できる。

5.1 音声認識自動車電話システムの構成

図6は音声認識自動車電話システムのブロック図である。ハンドセットは運転席の近くに設置され、音声認識装置、自動車電話の無線機はトランク内に設置される。音声入力用マイクロホンはハンドフリー通話用と兼用され、発聲音をよいS/Nで収音できる位置(例えば、ステアリングコラム上)に設置される。音声出力用スピーカーはハンドフリー通話用とカーオーディオ用とも兼用されドア等に設置される。音声認識操作スイッチは、登録スイッチ、認識スイッチ、通話スイッチ、次候補スイッチなどを含み、ハンドルそばの操作がしやすい場所に設置される。

5.2 音声認識自動車電話システムの操作方法

100%正確ではない音声認識装置を使用して音声認識自動車電話システムを実用化するために、簡単な操作、誤認識時のバックアップなど操作方法を工夫する必要がある。そこで本機では、最初の音声登録操作と音声認識ダイヤリング操作を以下の操作方式とした。なお、音声認識ダイヤリング操作以外は従来のハンドフリー自動車電話と同一操作としている。

- (1) 登録時、登録を促すメッセージを出す。登録後、登録音声を音声応答で復唱し、確認することができる。
- (2) 認識時も同様に、認識を促すメッセージを出し、登録してある音声で相手先の名前を発声すると、音声認識結果を登録音声の音声応答で復唱する。
- (3) 通話スイッチを操作することによる確認動作で認識結果の相手先にダイヤリングする。
- (4) 認識結果が正しくない場合、次候補スイッチを操作すれば第2、第3候補の音声認識結果を順に音声応答で復唱する。
- (5) この第2、第3候補が正しいと判断した場合、通話スイッチを操作すればその相手先にダイヤリングする。
- (6) 第3候補の認識結果まで正しくない場合、再度認識スイッチを押し、発声する。

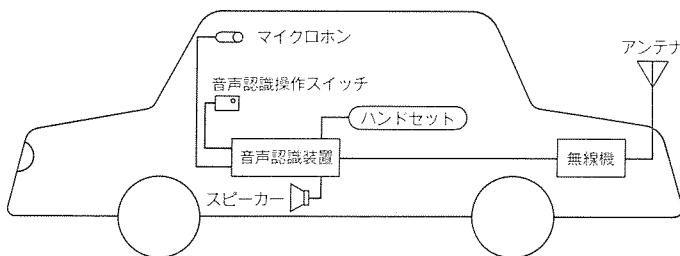


図6. 自動車電話システム構成

(7) 認識結果がリジェクトの場合、再度発声を促すメッセージを出力する。

実際に走行状態で操作性評価を行ったところ、十分実用的であるという評価が得られた。

6. む す び

走行中の自動車室内という高騒音下で使用できる車載用音声認識装置を開発し、例として自動車電話に応用し、実用性を確認した。

今後、自動車の情報化とともに、さらに多様な機器が車載されるようになるであろう。このような機器を、複雑な操作を必要とせず、だれもが簡単に使えるようにしていくことは安全性の上でも重要となってくる。音声の応用はこのような課題の解決にとって有効な手段であり、そのため、認識率の向上、小型化、及び低コスト化など一層の改善が期待されている。

参 考 文 献

- (1) Shimotani, M., Hibino, M., Yamamoto, T., Nonami, T. : A Voice Recognizer for Car Telephone System, SAE 900249 (1990)
- (2) 北村 正, 小田島 真: 雑音中の音声認識と標準パターン, 電子情報通信学会論文誌 A, J 68-A, No. 10, 1130~1131 (1985)
- (3) 長淵裕美: 雑音環境下の単語音声認識の性能改善, 電子情報通信学会論文誌 A, J 71-A, No. 5, 1100~1108 (1988)
- (4) 山本琢生, 石原伸幸, 久門 仁: ハンドフリー音声認識 テレホン, 自動車技術会学術講演会前刷集 902158, 1.237~1.240 (1990)
- (5) 鈴木幸夫, 佐藤慎一: 特定話者音声認識によるハンズフリーダイヤル, 沖電気研究開発, 141, 56, No. 1, 41~46 (1989)
- (6) 鶴見育亮, 鶴藤真一, 飯田正幸, 大西宏樹, 戸田隆久: 音声認識機能付きカーオーディオシステム, SANYO Technical Review, 23, No. 2, 106~115 (1991)

地磁気センサの応用

1. まえがき

磁気検出手段の中でも磁気変調方式を用いた磁気センサは、その動作原理上安定性に優れ、ゲインも高いという特長をもっている。前報⁽¹⁾ではこの磁気変調方式を用いた“磁気方位センサ”(地磁気センサ)の動作解析について述べたが、その後、地磁気センサを用いた製品を、自動車用に限らず各方面にわたって提供してきた。

本稿ではこの地磁気センサを用いた例として車載用コンパス及びナビゲーションシステムの自車位置検知システム、及びカラーCRTの画像移動や色むらを防止するための磁気キャンセル装置であるオートキャンセラを紹介する。

2. 地磁気センサの概要

このセンサが磁気を検出する動作原理について簡単に述べる。このセンサはフラックスゲート形のセンサであり、図1に示すような強磁性体のパーマロイをリングにしたものコアにして、励磁コイルをトロイダルに巻き、その上に互いに直交する検出コイルを二組配置したものである。図2はリング状のコアを通過する磁力線を模式的に表したもので、励磁コイルに通電していない状態のコアは透磁率が高く周囲の磁力線をコアの中に引き込んでいるが、励磁コイルに十分な電流を流してコアを磁気飽和させると透磁率は空気と同レベルの低い値となり、周囲の磁力線はコアを素通りしてしまう。このコアの外側に検出コイルを設ければ、コアの中に周囲の磁力線を集めているときには検出コイル内の磁束密度が高まり、コアの磁気飽和時には低密度となる。この飽和と非飽和の状態を励磁コイルの電流によって交互に作れば、検出コ

ル内の磁束密度も交互に変化する。したがって、検出コイルからみれば磁束密度が交互に変わる交流磁界の中に設置されたようになり、周囲の磁気を容易に検出することが可能となる。

検出コイルによって検出された信号は、図3に示すように両極性のパルス列であり、正側と負側の実効値は等しく、それぞれ周囲の磁気強度と相関をもっており、適当な位相で検波すれば、極性をもった直流の信号にすることができる。

さらに、この磁気センサでは、コアの透磁率のばらつきや、温度特性による影響をなくし、検出出力をより安定なものにするために、出力の一部をセンサにフィードバックする構成を用いている。図4はその構成の概念を示すものであり、励磁用のスイッチと検波用のスイッチを同時に操作すれば、検出コイルからの出力は位相検波され、さらに次の増幅器によって増幅と同時に平滑される(積分器)。この出力電流をセンサの近傍に設けたフィードバックコイルに流せば、周囲磁気を打ち消す方向に磁界を発生する。もし、増幅器の増幅率を無限大とするならば、センサの内部磁界が零となったところで回路は安定し、このときフィードバックコイルの発生する磁界が周囲磁気と等しいものになる。このように、センサの内部磁界が常に零であるので、磁性体のもつ磁気的に非線形となる領域を使用せずにすむ。また、ばらつきや温度によって透磁率が多少変化しても出力には影響が現れない安定した磁気センサを構成することができる。なお、現実の増幅器の増幅率は有限であるが十分大きな値であり、実用上問題はない。また、検出出力としてはこの時のフィードバック電流、又は途中に設けた抵抗に生じる電圧を取り出せばよい。

磁気センサの概念は以上であるが、実際には専用のフィー

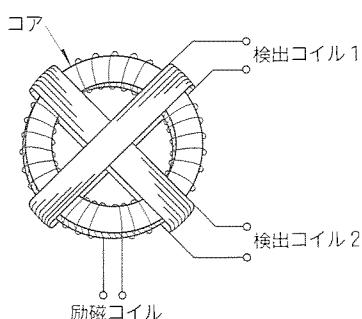
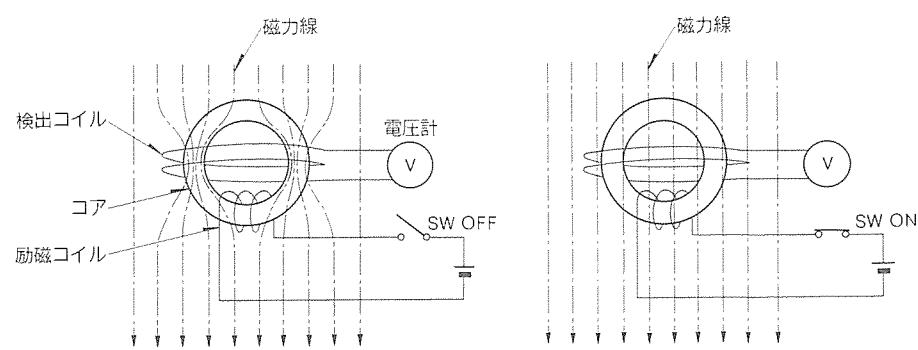


図1. フラックスゲート形
磁気センサの構成



(a) 非飽和時の磁力線

(b) 飽和時の磁力線

図2. 磁気センサのコアを通過する磁力線の様子

ドバックコイルを用いているわけではなく、検出コイルを兼用して図5のような構成にしており、交流的に検出した磁気信号はコンデンサによる交流結合で入力し、直流のフィードバック電流は抵抗による直流結合によって出力される。なお、便宜的に励磁は直流のスイッチングのように説明したが、励磁電流がどちら向きでも磁気検出出力の方向は同じであり、交流励磁にすれば、入力励磁周期の1/2周期で出現する磁気検出信号を有効に取り出せるため、実機での励磁は常に極性を変える交流のく(矩)形波によって行われる。ちなみに図5はフィードバック電流をそのまま出力する電流出力形の地磁気センサの構成である。この電流出力端子を一定の電位

に固定して、抵抗に生じる電圧を出力させたものが電圧出力形の地磁気センサである。特に前者の電流出力形地磁気センサは、出力信号ラインの抵抗分による電圧降下、及びセンサ内部の検出コイルの抵抗分による電圧降下の影響も除去することができ、温度変化に対しても優れている。また、ハードウェアはカスタムIC化したものを使用しており小型化も進んでいる。

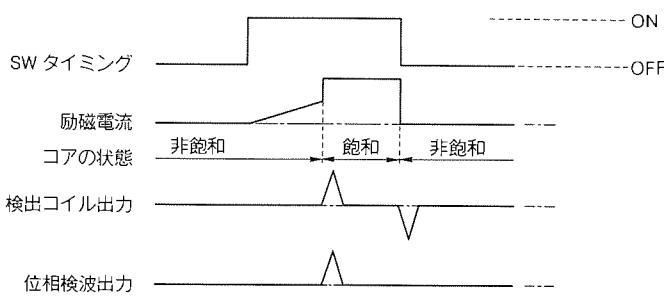


図3. 磁気センサの動作タイミングチャート

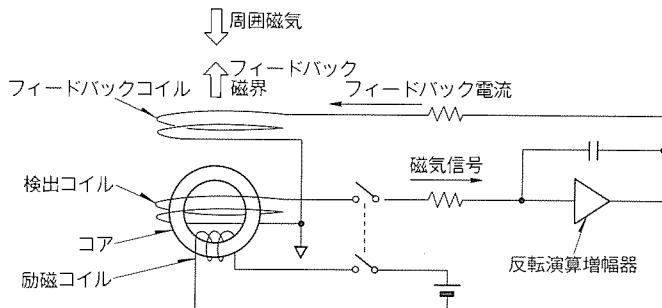


図4. フィードバック方式地磁気センサの概念

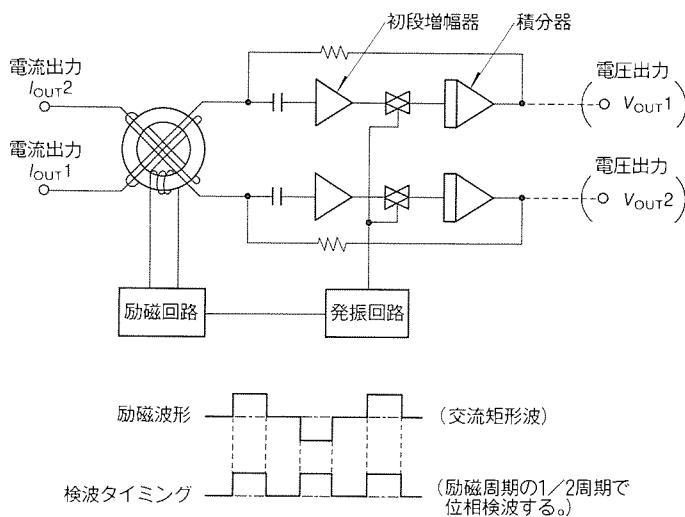


図5. 地磁気センサの構成

3. 車載用コンパスへの応用

磁気センサの応用の一例として車載用コンパスについて説明する。

3.1 コンパスの構成

コンパスはその構成からセンサ一体形コンパスとセンサ別体形コンパスの二つに大別することができる。

3.1.1 一体形コンパスの構成

一体形コンパスは電圧出力形地磁気センサ、インターフェース回路、AD/DA変換器、マイコン、表示回路、表示部等を一つのユニットに収めたものである。図6に代表的な一体

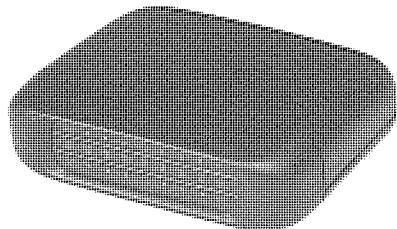


図6. FG-A101(市販コンパス)の外観

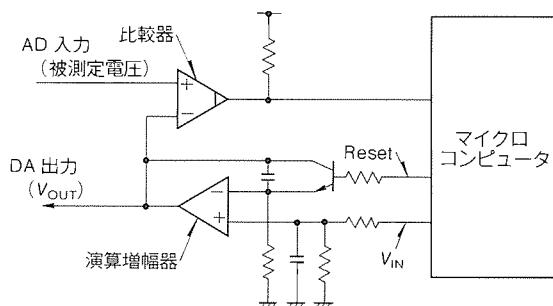


図7. ランプジェネレータ方式 AD/DA コンバータ回路

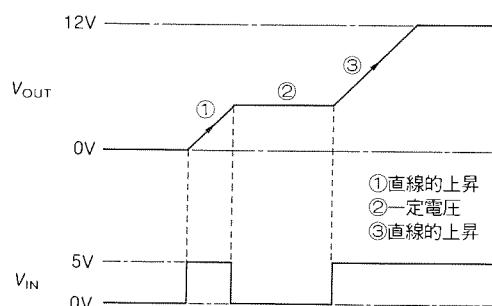


図8. ランプジェネレータのタイミングチャート

形コンパス FG-A 101 (市販コンパス) を示す。市販コンパスは薄形・軽量・安価を目指して開発されたものであり、磁気センサの励磁回路及び出力される交流信号を增幅・検波・積分する回路をカスタム IC 化し、車体に接続する配線数を減らすべく補正量記憶のためのバックアップ電源を廃止して EEPROM を採用している。また、AD/DA 変換回路には従来使用していたラダー抵抗方式をやめ、ランプジェネレータ方式による AD/DA 変換を採用し、マイコンのポート数削減と原価低減を行っている。ランプジェネレータ方式による AD/DA 変換回路を図 7 に示す。

この方式では、図 8 に示すようにマイコンのポートが H レベルになると、 V_{OUT} の電圧は 0V から 12V まで直線的に上昇する。マイコンのポートが L レベルになると、 V_{OUT} はそのときの電圧をホールドし、次にマイコンのポートが H レベルになると、 V_{OUT} は再びホールドした電圧から直線的に上昇を始める。AD 変換を行うときには、マイコンは V_{OUT} の上昇開始から V_{OUT} が被測定電圧に一致するまでの時間を計測し、その時間を被測定電圧のデジタル値として取り込む。逆に DA 変換を行うときには、出力すべきアナログ値に相当する時間だけポートを H レベルにし、その後ポートを L レベルにして V_{OUT} をホールドしてアナログ出力を得る。

3.1.2 別体形コンパスの構成

別体形コンパスは電流出力形地磁気センサを一つのモジュールとし、その他のインターフェース回路、AD/DA 変換器、マイコン、表示回路、表示部等はコントロールユニットとして一つにまとめたものである。別体形コンパスでは、2 章で述べたように電流出力形の方が出力信号ライン、及びセンサ内部の検出コイルの抵抗分による電圧降下の影響を受けず、また電圧出力形に比べてハーネス数を 3 本削減^(注1) することが可能となり有利である。

図 9 に代表的な別体形コンパスである、三菱自動車工業(株)の RV 車パジェロに搭載されているものを示す。パジェ

ロに搭載のコンパスは、方位計機能のほかに車室内外の温度を表示する温度計機能も付いている。パジェロ用コンパスの回路ブロック図を図 10 に示す。温度センサにはサーミスタを使用しており、サーミスタからの直流電圧信号は、インターフェース部を介して AD 変換器に入力される。AD 変換器は、地磁気センサの方位信号の AD/DA 変換器と共に用いており、ソフトウェア及びアナログマルチプレクサによってチャネルの選択制御を行っている。

3.2 コンパスの着磁補正機能

コンパスを車両に搭載するときは着磁補正機能が不可欠である。着磁補正機能とは、センサ周辺の機器や車体そのものから発生する磁気(以下“着磁”という)によって生じた地磁気センサの出力に含まれるオフセットを補正する機能である。

まず、周囲に磁気を発する物体が何もない場合には、直交した二組の検出コイルによって検出された地磁気による出力は、センサの旋回に従って図 11 のようにサイン及びコサイン曲線を描き、二つの出力を合成すれば図中に示す円軌跡(リサージュ円)となる。次に着磁によって、センサと一緒に旋回する磁気が存在する場合は、図 12 のように二つの出力にはオフセットが生じ、リサージュ円は原点からはずれた位置に描かれる。このオフセットの方向と大きさが着磁の量を示している。この状態で原点からその時の方位をみれば、図 12 のように車両が東向きであっても東北東と誤った判定をすることになる。

この誤判定を避けるためには、算術的な演算によってオフセットを引き去ってから方位を判定する方法と図 13 のように補正コイルと回路を設けて補正コイルに電流(補正電流)を流し、オフセットを打ち消す磁界を発生して地磁気のみを取り出して方位を判定する方法がある。後者は補正後のリサージュ円が原点を中心にして描け、補正電流の増加分だけ出力のダイナミックレンジを大きくとれ、また後の処理も容易

(注1) 電流出力形では後述の補正電流を出力信号線に流すことができ、また共通電位(COM)が不要であるため、電圧出力形に比べて合計 3 本ハーネス数が少ない。

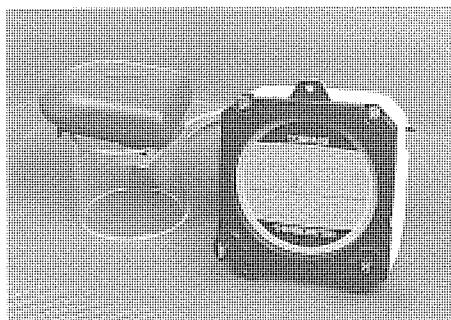


図 9. パジェロ用コンパスの外観
(本体及び地磁気センサ)

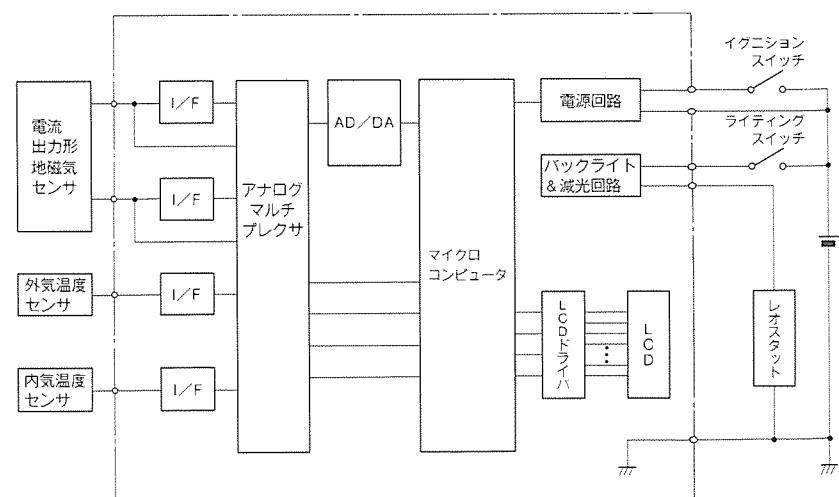


図10. パジェロ用コンパスの回路ブロック図

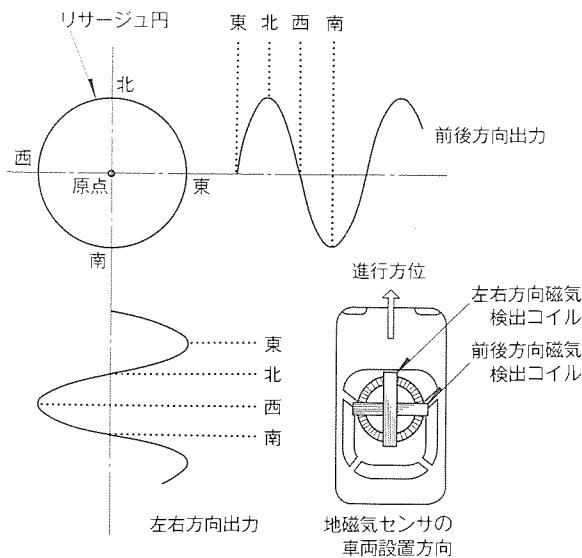


図11. 車両設置状態の地磁気センサ出力(着磁なし)

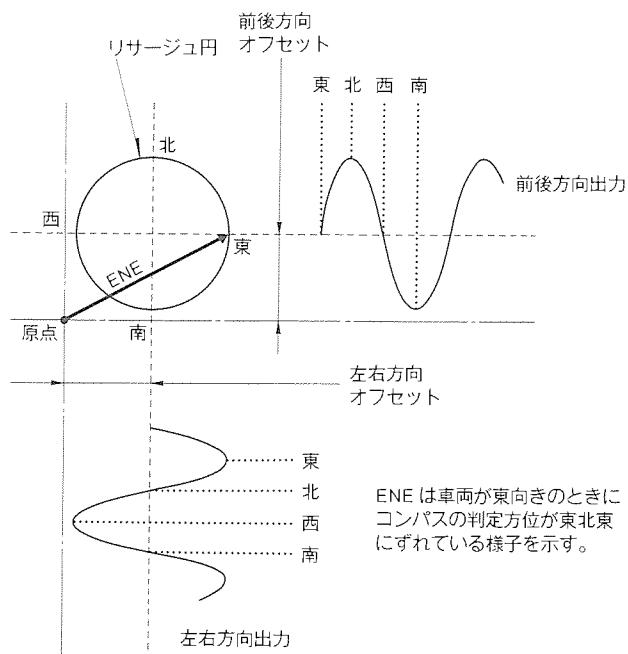


図12. 車両設置状態の地磁気センサ出力(着磁あり)

となるためによく用いられている。なお、この補正コイルは検出コイルと兼用しており、図14のようにコイルに流れる電流を加算又は減算して補正を行っている。

3.3 一周旋回判定方法

以上のように着磁補正を行うためにはリサーチュ円の中心座標を求めることが必要であり、そのためには必要なデータがそろうまでは車両を旋回しなければならない。当社のシステムでも旋回が必要であり、リサーチュ円の最大値と最小値の平均をもって中心座標としているため、中心座標を求めるためには車両を約一周旋回させる必要がある。着磁補正を自動的に終了させるためには一周旋回が終了したか否かを逐次入力されるデータからソフトウェアで判定しなければならない。

従来は、入力データの最大値と最小値の差(便宜的にこれを直径という)が一定の値以上であることを条件に一周旋回を終了していたが、この方法では直径の異なる地域では設定する値を変える必要があった。

今回新たに開発した通過セクタ判定方式では、車両の直径の大きさにかかわらず、一周旋回の判定を行うことができる。この方式は座標平面を旋回のスタート地点を中心とした32個の領域(以下“セクタ”という。)に分割し、旋回時の入力データが連続する16セクタを通過すれば一周旋回を終了したと判定するものである(図15)。なお、セクタ通過の判定には前報で述べた方位の判定と同じく、ベクトルの外積による方法を用いている。

図16に示すように、旋回スタート地点付近では32個のセ

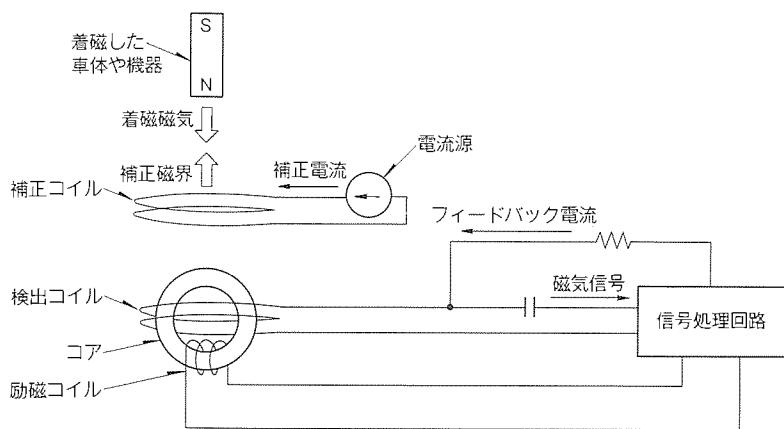


図13. 補正コイル式着磁補正回路の構成

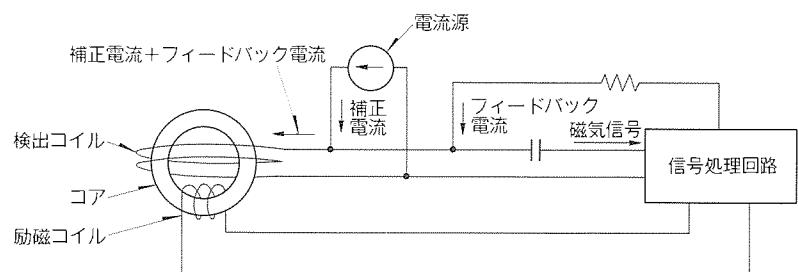


図14. 補正コイル省略式着磁補正回路の構成

クタが集中しているため、スタート直後に地磁気センサの出力にノイズ成分が入りリサーチュ円にひずみが生じると、多くのセクタを一気に通過してしまう可能性がある。そのため、スタート地点付近に一定の大きさの不感帯を設け、データが不感帯に入っている場合はそのデータではセクタ通過の判定を行わないようにしている。反面、不感帯を設けることによってリサーチュ円の直径が小さいときには、図17に示すよ

うに一周旋回を行っているにもかかわらず16個のセクタを通過できなくなる可能性がある。そのため直径の値を計算し、それに応じた通過セクタ数を決定してその数だけセクタを通過したときに一周旋回が終了したと判定するようにしている。

4. ナビゲーションシステムへの応用

ナビゲーションシステムは、地磁気を検出して方位を指示するコンパスを更に発展させて、車両の進行方位のほかに目的地までの距離や方向、また現在走行中の位置を運転者に知らせるような道先案内システムであり、常時、車両の位置を把握することが基本動作となる。

まず、走行によって移動した車両の位置を知る方法は、車両の走行距離を測定するセンサとして車速センサ（車輪回転センサ）を使用して、図18のように一定の短い走行区間 (d) とそのときの進行方位 (θ) によって得られる走行軌跡の総和によって求めることが一般的である。すなわち、南北方向の走行距離を DN 、東西方向の走行距離を DE とすると、

$$DN = \sum \{d \sin (\theta_i)\} \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

で求めることができる。

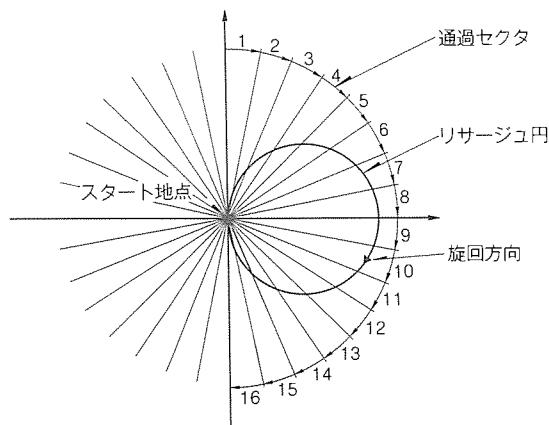


図15. セクタ方式による一周旋回判定の様子

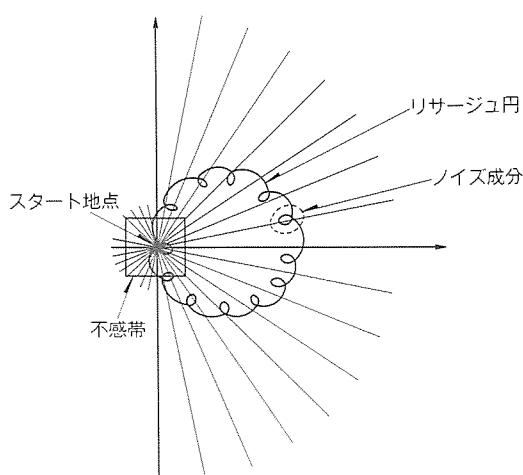


図16. ノイズ成分を含むリサージュ円

さて、以上のように三角関数を用いて方位を演算する関係上、方位データを入力する A/D コンバータの分解能は方位精度に大きく影響する。例えば、前述のパジェロ用コンパスに使用している 8 ビットの A/D コンバータでは、日本における地磁気の水平分力 (30 μ T) を約 1.2 V に変換して取り込

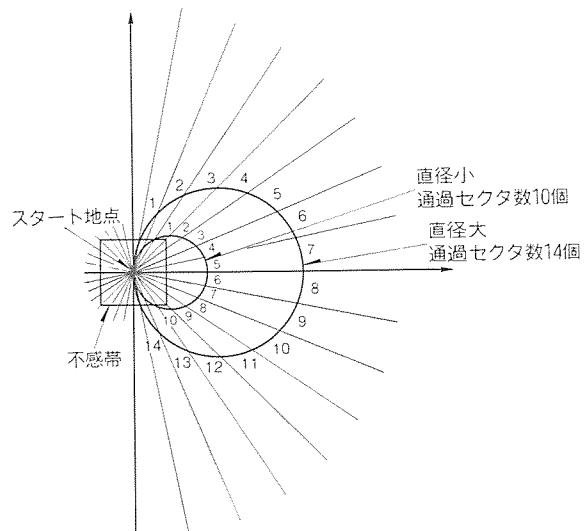


図17. リサーチュ円の大きさと通過セクタ数

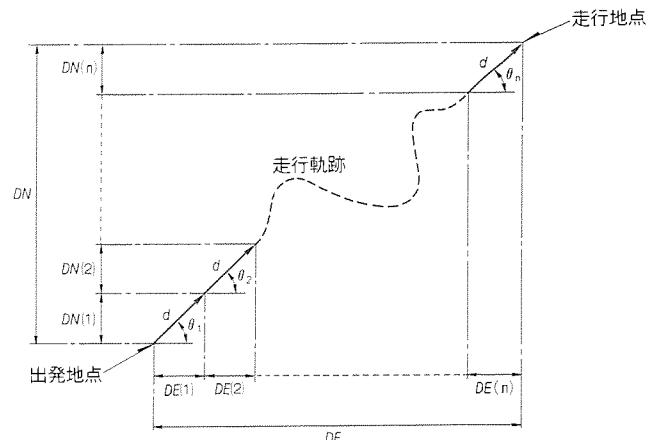


図18. 走行軌跡と走行地点までの距離

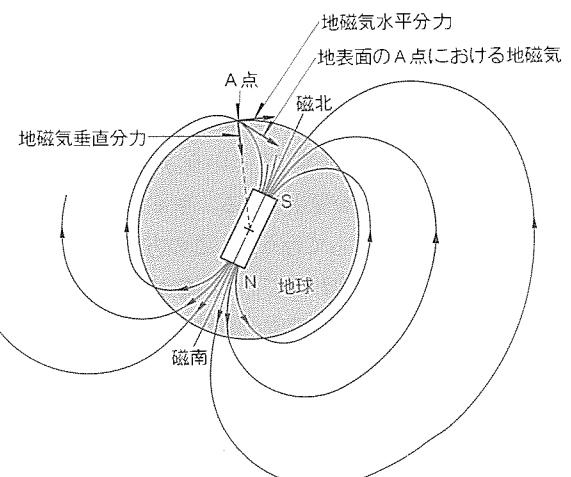


図19 地磁気の分解

むため、方位演算で2°程度の誤差が生じる。このため、ナビゲーションシステムに用いる場合は、9~10ビットのA/Dコンバータを使って要求精度を確保する例が多い。

ところでこのようなナビゲーションを支援するセンサとしては、地磁気センサのほかにジャイロスコープや、左右の車輪の通過する距離の差から旋回角度を求める車輪速センサ、そして人工衛星からの電波を使用するGPSなどがあるが、地磁気センサも含めてそれぞれ一長一短があり、複数のセンサを組み合わせて使用する例が多い。しかし、システムの価格からみた場合には地磁気センサのみを使用する簡易形のナビゲーションシステムが有利である。

5. オートキャンセラへの応用

近年、CAD画面情報の(緻)密化に伴ってCRTディスプレイのファインピッチ化が進み、14インチクラスで0.28mm/ピッチのものまで発売されている。このような高緻密画面では、CRT内の電子ビームが地磁気の影響を受け、本来通るべき軌跡を外れ画像の移動、色純度劣化による色むらという画質低下が無視できなくなってくる。

図19に示すように地磁気は水平分力と垂直分力とに分解できる。いま、地磁気の水平分力、又は垂直分力がCRTディスプレイの横・鉛直・管軸方向から印加された場合の画像移動の様子を図20に示す。実際は、横・鉛直方向から印加される磁界の影響は内部磁気シールドによって減衰するためそれほど大きくはなく、主に管軸方向に対する印加磁界の影響が問題となる。また、この傾向は電子ビームの到達距離が長くなる(CRTサイズが大きくなる。)につれて顕著になる。

この管軸方向の印加磁界を打ち消すべく、地磁気と逆向きで等しい大きさの磁界(以下“キャンセル磁界”という。)を発生させれば上記問題は解決される。

従来、このキャンセル磁界を発生させる装置として、図21に示すようなマニュアル方式のものがCRTディスプレイに搭載されてきた。管面周囲に巻回されたキャンセルコイルに電流(以下“キャンセル電流”という。)を供給することによってキャンセル磁界を発生させる。キャンセル電流の調整は可変抵抗器などによって行うが、この方式ではCRTディスプレイの設置方向が変わることに調整が必要となる。

そこで、このキャンセル電流の調整を自動的に行い、どの向きにCRTディスプレイを設置しても最適な画質を確保する装置として当社長崎製作所時津工場で開発されたものが地磁気オートキャンセルシステムであり、そのシステムの中で地磁気を検出し、キャンセル電流を供給するのがオートキャンセラである。オートキャンセルシステムの構成を図22に

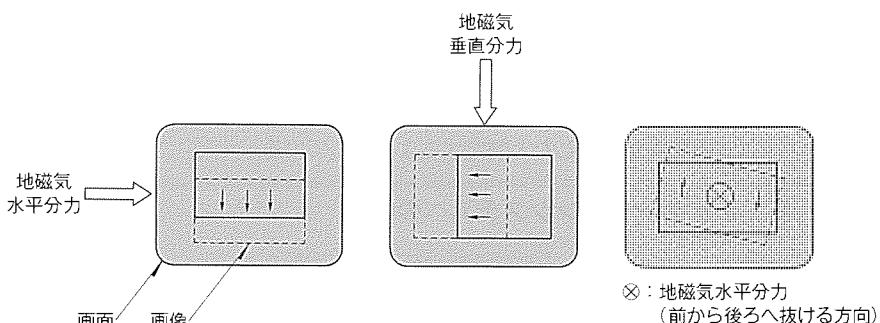


図20. 地磁気による画像の移動

(実線: 地磁気の影響がない場合,
破線: 地磁気の影響を受けた場合)

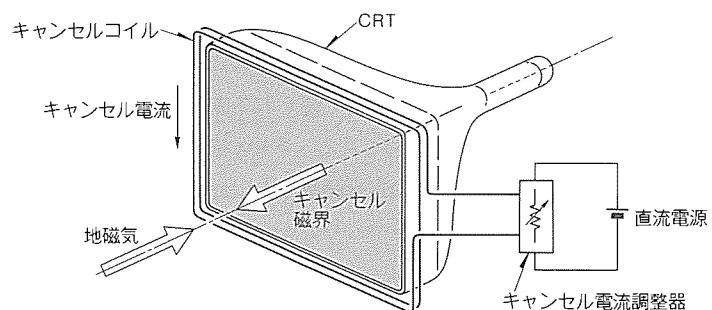


図21. マニュアル式キャンセルシステムの構成

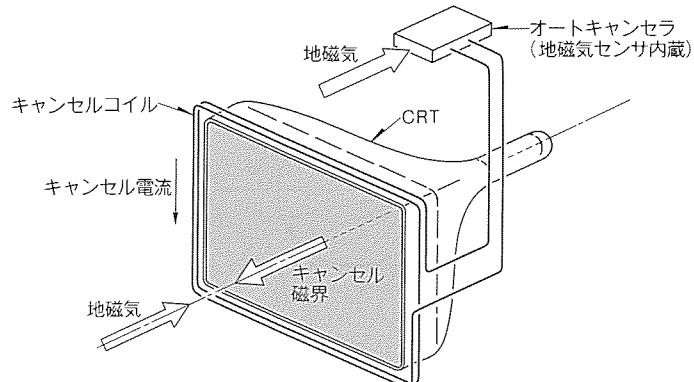


図22. オートキャンセルシステムの構成

示す。

5.1 オートキャンセラの概要

オートキャンセラの回路構成を図23に示す。破線で囲んだ磁気検出部は基本的に前述の電圧出力形地磁気センサと同じ回路構成となっている。検出磁界に比例した直流電圧がA点に出力され、一点鎖線で囲まれたV/I変換部で電圧-電流変換される。検出磁界に対するA点の電圧 V_A は

$$V_A = I_f \times R_f \quad \dots \quad (3)$$

B : 検出磁界

I_f : フィードバック電流

G_f : 地磁気センサ部の検出磁界に対する

電流ゲイン ($5 \text{ mA}/10^{-4} \text{ T}$)

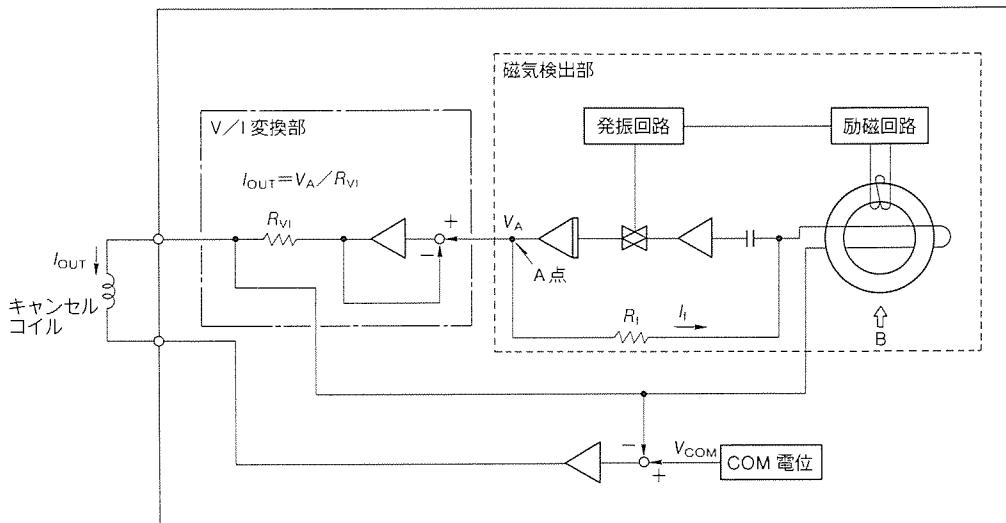


図23. オートキャンセラの構成

式(3), 式(4)から検出磁界に対する出力電流の関係は、

$$I_{\text{OUT}} = (B \cdot G_f \times R_f - V_{\text{COM}}) / R_{\text{VI}}$$

となり R_{VI} 又は R_f を変えることによって検出磁界に対する出力電流の割合が変更可能となる。

なお, $\pm 50 \mu\text{T}$ 以上の磁界が印加された場合には, 過大なキャンセル電流による素子の損傷及び破壊を防ぐため, 出力電流に飽和特性をもと電流制限を行っている

5.2 ホートキヤンカルシステムの効果

オートキャンセルシステムを用いることにより、電子ビームが地磁気の影響を受け難くなり、下記効果が確認された。

(1) $-50 \mu\text{T} \leq B \leq +50 \mu\text{T}$ の範囲にわたって最小輝度比^(注2)

(注2) 最小輝度比は画面中央の輝度に対する画面周辺の輝度比の最小値

(注3) 有磁界裕度は他角打ちが起こらない限界の磁界。

70%を確保できた(CRT サイズが21", 26"におけるデータ。)。

(2) 有磁界裕度^(注3)がCRT 単体と比較して、+50 μ T 増加した。

(3) 画像移動やこれに伴う色むらの発生を減少させることができた。

6. む す び

地磁気センサを用いた製品を紹介した。地磁気センサは、絶対方位が単独で検出可能な唯一のセンサであるとともに、磁界を高精度で検出するセンサとしても優れた性能を示す。当社製地磁気センサに対する市場評価は高く、海外からもナビゲーションシステム用に引き合いが多い。

また、これらの特長を生かした用途は今回紹介した以外でも各方面にわたっており、今後も隠れたニーズを開拓していくべきだ。

参 考 文 献

- (1) 伊藤久嗣, 松本活典: 磁気方位センサ, 三菱電機技報, 61, No. 8, 673~678 (1987)

空気清浄システム

八木 修* 三好帥男**
山本敏夫* 西本幸生**

1. まえがき

近年、住空間における快適さや健康志向への要求の高まりにより、除じん(塵)、脱臭、香り発生等の機能をもった空調関連製品の需要が増大している。この傾向は自動車においても同様であり、装備の高級化とも連動してこれら関連製品、とりわけ空気清浄器の装着率が急速に増加している。

当社は、自動車用として昭和54年に据置型の空気清浄器を発売して以来、天井つ(吊)り下げ型、トランク埋込み型など各種の空気清浄器を発売してきた。

そして、このたび従来の据置型に比べ、大幅に脱臭性能を向上させ、芳香発生機能を付加した新据置型自動車用空気清浄器を開発・製品化した。

本稿では、この製品を中心に空気清浄器のシステム概要、構造等について述べるとともに、快適な車室環境を創造する上での空気清浄器の役割及び今後の空気清浄システムの展望についても併せて紹介する。

2. 快適さとは

現代人は、都市型生活文化の進展により、精神的豊かさ、特に生活環境における快適さをより強く求めるようになった。近年、この傾向は住空間だけでなく空間の狭い自動車にも及んでいる。

2.1 快適環境因子

快適さの定義は明確ではなく、主観的であいまい(曖昧)である。一般的には温熱条件、空気成分、五感対応因子などが要素として考えられる。

(1) 快適温熱条件に影響する因子

現在の空調機が目標としている環境は、暑さ寒さを感じさせない、上下温度分布を感じさせない“無意識空調環境”⁽¹⁾と呼ばれるものである。これらに影響する因子としては、温度・湿度・ふく(幅)射熱・外気温との差など。

(2) 空気成分に関する因子

有益成分と有害成分に大別される。

- (a) 有益成分：酸素、マイナスイオン、香り
- (b) 有害成分：CO、CO₂、SO_X、NO_X、エアロゾル
(ちり(塵)、煙、花粉など)

(3) 五感に関する因子

涼感・照明・色・音・臭気など。

2.2 空気清浄器の役割

自動車は、ここ数年高級化志向とも相応して、特に冷暖房関連で、温度・湿度・日射等のセンサを利用した快適制御を行う車両が増加し、本来劣悪な車室内環境が、かなり満足のゆく状態を創出するまでに技術が進歩した。

しかし、車室内の臭気成分や有害空気成分など、快適さを阻害する因子の除去技術の多くは、まだ研究段階である。

そして、空気清浄器においても、数年前までは単にほこり(埃)や、たばこ臭程度を除去できれば十分であったが、最近では現代病ともいえる花粉症の増加や、快適さに対する意識の向上から、集塵、脱臭の高性能化、芳香発生機能など付加機能の充実が望まれている。

2.2.1 車室内のにおい

車室内のにおいとしては、次のようなものが考えられる。

- (1) 外部臭：排気ガス、燃料・潤滑油の酸化物、体臭、たばこ、芳香剤
- (2) 内部臭：内装材臭(接着剤、樹脂、可塑剤など)、エアコン臭(カビ、細菌など)

最近、内部臭の除去に対する関心は高く、脱臭だけでなく悪臭を出さない内装材の研究なども盛んに行われている。

2.2.2 脱臭技術の種類

脱臭方法には次のようなものがある。

- (1) 物理的：集塵・吸着・換気——活性炭など
- (2) 化学的：化学反応による分解——オゾン脱臭など
- (3) 生物的：微生物の働きで無臭化、又は殺菌
- (4) 感覚的：マスキング作用を利用——芳香剤など

これらのうち現在最も盛んに使用されているのは、もっぱら(4)の感覚的な方法である。

2.2.3 芳香の効果

芳香には、覚せい(醒)、鎮静、リラックスなどの心理効果(アロマコロジー)^(注1)ばかりでなく、医療的効果(アロマテラピー)^(注2)があることは広く知られている。また、フィットンチッドのように殺菌、防虫力のある芳香性物質もある。

一般に芳香の種類により、

- (1) かんきつ(柑橘)類：眠気を覚まし、活動的にする。
- (2) 花類：鎮静作用、創造性を高める。
- (3) 木類：気分転換、休息

(注1) Aroma(芳香)と Psychology(心理学)を組み合わせた合成語。

(注2) Aroma(芳香)と Therapy(治療)の合成語。

などの心理効果があると言われている。

以上のように、車室内における快適環境作りは、温熱因子から空気成分や五感対応因子に関心が移りつつあり、その中核である空気清浄器は、単に集塵を行うだけでなく、脱臭性能の向上や芳香発生機能の付加が必要となった。

3. 新据置型自動車用空気清浄器

今回、従来品に比べて大幅に脱臭性能を向上させ、芳香発生機能を付加した新据置型自動車用空気清浄器（以下、“新型カークリネヤ”という。）を開発・製品化したので、その概要及び特長を以下に述べる。

3.1 設計基本思想

- (1) 脱臭性能の向上を図る。
- (2) 芳香発生機能を付加する。
- (3) フィルタ交換などのメンテナンス費用を減らす。
- (4) 小型・軽量化を図る。なお、集塵性能は従来品と同等以上を確保する。
- (5) リアシェルフにとらわれず、ワゴン車の側壁などへも取り付けられるようにレイアウトフリー構造とする。

図1は、今回製品化した“新型カークリネヤ”的外観である。

3.2 システム概要

“新型カークリネヤ”は、図2に示すように集塵ユニット、脱臭部、送風機及び芳香発生部から構成されている。たゞこの煙や自動車の排気ガスなどで汚染された空気は、吸込口から本体内に吸い込まれ、集塵ユニットに入り、汚染空気の粒子が捕集される。そして、次に脱臭部で悪臭や異臭を取り除かれ、送風機によって清浄空気が吹き出される。このとき芳香成分が付加される。

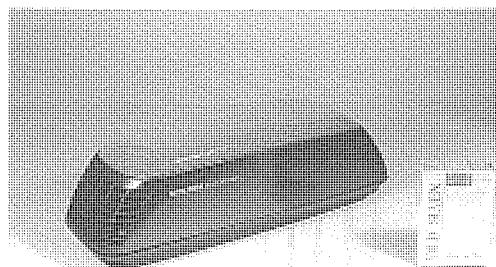


図1.“新型カークリネヤ”的外観

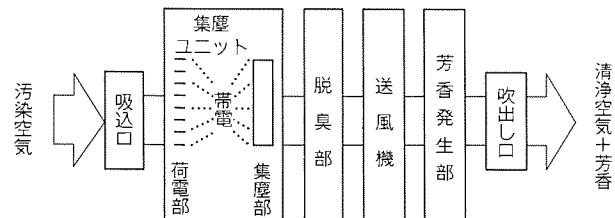


図2.“新型カークリネヤ”的システム構成

3.3 仕様及び構造

表1に“新型カークリネヤ”的製品仕様を、また図3に構造を示す。図において、汚れた空気は上面から吸い込まれ、集塵ユニットを横切り、ハニカム活性炭を通り、清浄空気となって横方向に吹き出される。吹出し付近にはフレグランスカプセルを配置し、ソレノイドによってこのカプセルを開閉して清浄空気に芳香を付加する。また、吹出し口の反対側に制御部と高圧ユニットを配置し、その上部に煙センサを取り付けている。パネル側面には運転インジケーターを設け、強風運転時はだいだい（橙）色、弱風運転時は緑色の表示を行う。

今回、小型化、メンテナンスの容易さ、長寿命等を考慮し、ファンはブラシレスモータ一体型の軸流ファンを採用した。また、上方からの一方向組立構造とすることにより、組立性的向上も図った。

表1.“新型カークリネヤ”製品仕様

形名	FC-W001	
定格電圧(V)	DC12	
消費電力(W)	強	9
	弱	7
集塵方式	極板方式	
脱臭方式	オゾン脱臭+ハニカム活性炭	
風量(m ³ /min)	強	0.6
	弱	0.4
騒音*(dB)	強	41
	弱	30
付加機能	煙センサによる強弱自動切替え 芳香発生(電源ON後15秒間)	
外形寸法(mm)	298(幅)×104(奥行き) ×93(高さ)	
製品質量(kg)	1.0	

注 *騒音値は、前方斜め45°上方1.4m
(前方1m、高さ1m)の位置で測定

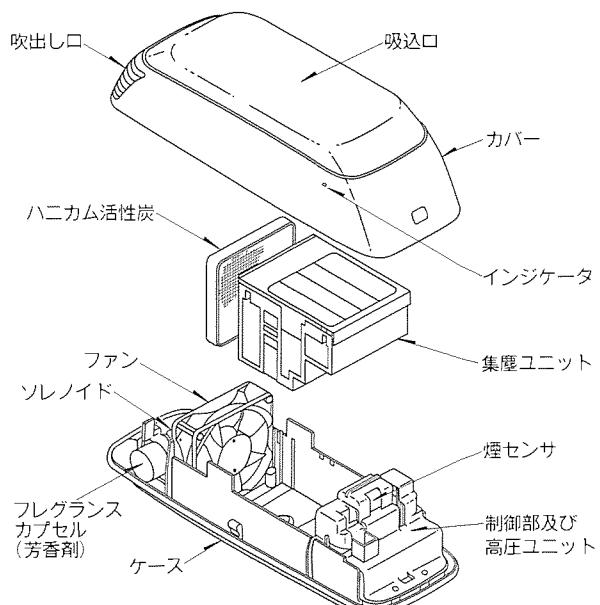


図3.“新型カークリネヤ”的構造

3.4 集塵ユニット

自動車用空気清浄器の集塵方式は、電気集塵方式と静電フィルタ方式に大別される。当社では従来から集塵性能の優れた電気集塵方式を採用しているが、今回電気集塵方式のなかでもメンテナンス費用のかからない極板方式を新たに採用した。

3.4.1 集塵方式

図4に電気集塵方式と静電フィルタ方式の原理を、また表2にそれらの特徴を示す。

(1) 電気集塵方式(極板方式)

集塵ユニットは荷電部と集塵部から構成されている。荷電部は放電線とマイナス極板で構成され、放電線にはプラスの直流高電圧を印加し、マイナス極板との間に電離領域を形成し、ここを通過するじんあい(塵埃)を荷電する。集塵部はプラス極板とマイナス極板が対向して配列され、荷電された塵埃はこの間を通過する時にマイナス極板に引き付けられ、付着捕集される。

電気集塵方式は、表2に示すように技術的に高度であり、また高価であるが、集塵性能が長時間低下しないこと、メンテナンス費用が安い等の特長がある。

(2) 静電フィルタ方式

集塵ユニットには、あらかじめ静電気を帯電させた静電フィルタを配置し、ここを通過する塵埃をフィルタに付着させ捕集する。

静電フィルタ方式は構造が簡単で、安価に作れるが、集塵性能が持続せず、また、メンテナンス費用がかさむ等の欠点

表2. 電気集塵方式と静電フィルタ方式の比較

項目	方式	電気集塵	静電フィルタ
性能	集塵性能(同一外形時)	優れる	普通
能	集塵性能劣化	優れる	劣る
性	圧損	優れる	劣る
能	高圧絶縁技術	必要	不要
能	ラジオノイズ対策	必要	不要
能	安全回路	必要	不要
能	難燃化	必要	不要
能	製品価格	普通	優れる
能	メンテナンス費用	優れる	普通

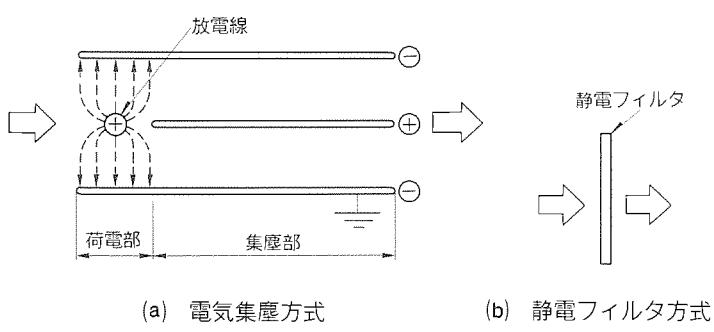


図4. 集塵原理

がある。

3.4.2 集塵性能

空気清浄器の集塵性能とは、埃を除去する能力のことである。集塵性能の測定方法については、自動車用として特に統一基準はないが、一般的には、たばこの煙を充満させた1m³の立方体の箱のなかに清浄器本体を入れ、粉塵濃度が初期の1/10まで減衰する時間を測定している。図5にたばこの煙を使用して測定した新型カーリネヤの粉塵濃度の減衰特性を示す。

3.4.3 集塵ユニットの構造

図6に集塵ユニットの構造を示す。電気集塵方式で集塵性能を上げるポイントは、風量の確保と効率の良い荷電を行うことである。図7は集塵ユニットのカバー仕切り板寸法と集塵性能の関係を示したものである。すなわち、カバー仕切り

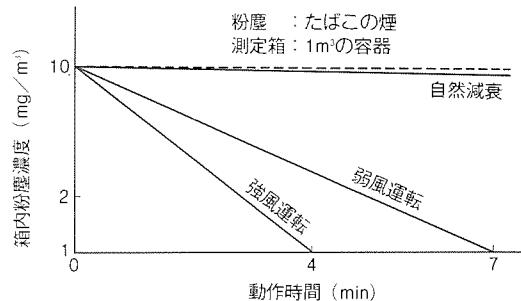


図5. 粉塵濃度の減衰特性

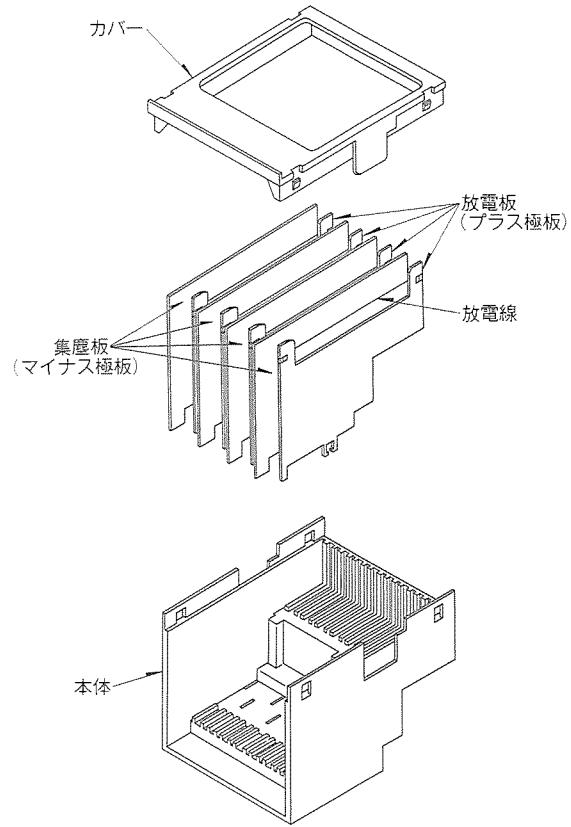


図6. 集塵ユニットの構造

板寸法を調整することにより、荷電されない部分の空気の流れを極小化している。構造上、仕切板寸法が短すぎると、帯電されずに吹き出される風が増え効率が悪く、反対に長すぎると、流路圧損が大きく風量が低下する。

今回、この寸法の最良点を探すことにより、小型ながら当社従来品並みの性能を確保した。

3.5 脱臭部

脱臭には、オゾン脱臭方式を採用しており、図8にこの仕組みを示す。電気集塵方式の場合、高圧を印加する関係で副次的にオゾンが発生する。集塵ユニット部で発生したオゾンは、下流に設けられたハニカム活性炭の触媒作用によって $O_3 \rightarrow (O) + O_2$ に分解される。 (O) は酸化力が強く、通過空気中の悪臭成分分子を酸化させ無臭化する。ハニカム活性炭自身も脱臭に対する効果を合わせ持っている。

今回、ハニカム活性炭を採用したことにより、従来比約5倍(たばこ臭)の脱臭性能が得られた。

3.6 芳香発生部

芳香発生は電源投入時に短時間ソレノイドを駆動し、フレグランスカプセルを開くことによって行う。きゅう(嗅)覚は同レベルの刺激に対しては麻ひ(痺)する特性があることから、芳香発生機能は電源投入時のみとした。これはフレグランスカプセルの長寿命化も目的としたものである。

(1) 構造

図9に芳香発生部の構造を示す。芳香発生部は、ソレノイド、スプリング、ゴム製のバルブ、芳香剤入りフレグランスマウスピースと、それを保持する取付け部材によって構成されている。ソレノイドは、ストロークに対する発生力変化の少ない方式を採用し、ON時の作動音を抑えている。また、スプリング力も極力弱くして、OFF時の作動音を抑えている。最近の車室内は静謐性が高まっており、ソレノイドの作動音に対しても十分な配慮を施している。

(2) 制御部

図10に“新型カーカリネヤ”の回路構成を示す。電源スイッチをONすると、タイマ T_1 が働き、トランジスタ Q_1 によってソレノイドを駆動する。ソレノイド駆動部にはエミッタフォロア回路を採用し、ソレノイドへの印加電圧を C_1 、 R_1 の遅延回路により、ゆっくり変化させることによって、

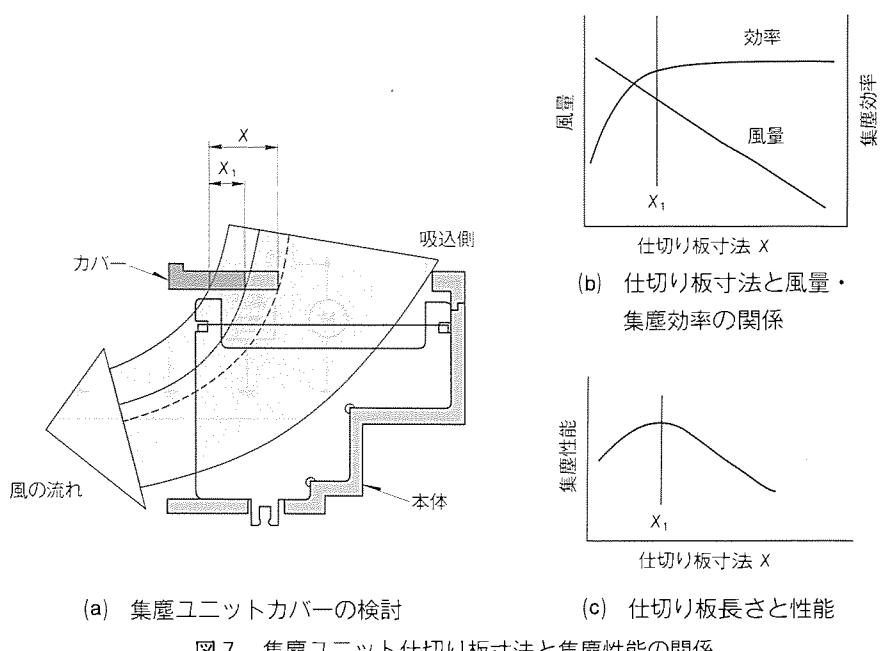


図7. 集塵ユニット仕切り板寸法と集塵性能の関係

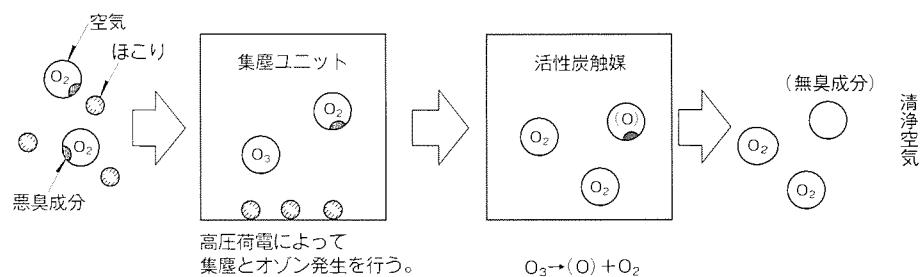


図8. オゾン脱臭方式の仕組み

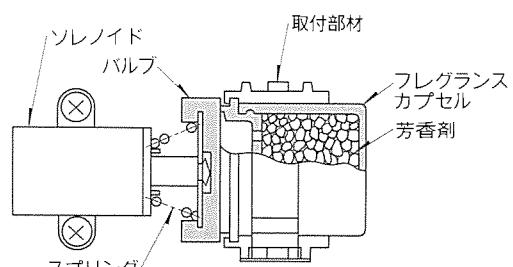


図9. 芳香発生部の構造

作動音を抑えている。

(3) 芳香剤

芳香剤は天然植物性の香料を採用することにより、飽きのこない、人工香料ではまね(真似)のできない自然な香りを再現している。

香りは、ユーザーの好みにも配慮して3種類を用意した。

3.7 その他の特徴

(1) 煙センサによる自動運転

二酸化すず(SnO_2)を主成分とする金属酸化物半導体ガスセンサを採用し、センサがたばこの煙やにおい成分を抵抗値変化として検知し、この値が一定量変化した場合に2分間強

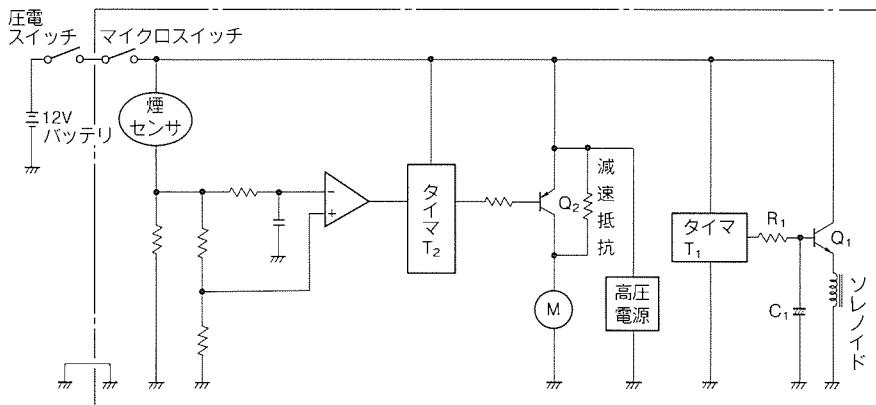


図10. “新型カークリネヤ”の回路構成

風運転を行う(図10 タイマ T_2 参照)。

(2) 低騒音化

ファンは低騒音の軸流ファンを使用し、当社従来品比約5dBダウン(弱風運転時)を実現している。

(3) 安全装置

- (a) カバーを開けて集塵部を清掃する場合、マイクロスイッチによって高圧出力を停止し、感電を防止する。
- (b) 集塵部のメンテナンスが悪く、汚れが激しくなると異常放電を起こす場合があるため、放電電流を常に監視し、異常放電時には高圧出力を停止する。

4. 今後の空気清浄システムの展望

従来、外気が新鮮で清浄な場合には、換気をいかに行うかが空気清浄システムの中心であった。しかし、環境の悪化や都市における交通渋滞などにより、外気導入での走行が難しくなってきていている現在では、リサイクル(内気循環)状態でいかに自然に近い環境を作りだせるかにシステムの中心が移りつつある。

自動車のような移動体は外部環境が時々刻々と変化するため、外気を積極的に導入しながらの快適空調環境作りには限度がある。例えば、渋滞中のトンネル内では、排気ガスによる中毒によって快適環境どころか生命の危険にさらされることがあればある。したがって、自動車ではいかに自然に近い快適な人工空調環境を作りあげられるかが今後の課題である。

自然に近い人工空調環境では、酸素濃度・浮遊粉塵量・有害ガス濃度・マイナスイオン・臭気・芳香などが重要な因子であり、これらの空気清浄に関する因子を人工的に作り出し、又は除去する装置が必要である。

現在、考えられている空気清浄関連装置としては、

(1) 空気清浄器

空気清浄器は今後脱臭性能の向上、抗菌フィルタによる臭気発生防止、繊細な芳香制御、低騒音化など高性能化が要求される。

(2) イオン発生装置

マイナスイオンを発生させ、リフレッシュ感を与える。

(3) 芳香発生装置

香りによる心理効果によって快適性を作り出す。簡単なものは空気清浄器に内蔵される。

(4) 酸素富化装置

酸素濃度低下は思考能力を減退させ、眠気を催すなどの影響があると言われている。快適さを維持するには、車室内の酸素濃度を常に20~21%に保つ

必要があり、密閉空間における人工空調環境では、今後拡大が期待される商品である。

(5) 加湿装置

乾燥を防止し、適度の湿り気を与える。

(6) 有害ガス分解除去装置

汚染空気の分解・浄化を行う。

(7) 外気導入制御装置

排気ガス等を検知し、外気導入と内気循環を自動的に切り替える。

などがある。

すなわち、空気清浄システムの究極の姿は、これらの空気清浄関連装置と冷暖房装置を総合的に制御し、快適環境因子の付加と、有害成分因子の除去を行うことにより、外部環境に影響されない、より自然に近い快適車室環境を創造することにあり、今後この方面での製品開発が急速に進展するものと予想される。

5. むすび

今回製品化した“新型カークリネヤ”は、従来品に比べて大幅な脱臭性能の向上と芳香発生機能の付加により、快適な車室環境を少しでもユーザーに提供できたものと考えている。また、小型・軽量化とレイアウトフリー化により、取付け可能な車種の拡大を図ることもできた。

空気清浄器は、空気清浄システムの中心的な役割を果たす装置であり、今後は更に脱臭性能の向上、低騒音化など高性能化を図り、よりヘルシーな快適車室環境作りに取り組んでいく予定である。

参考文献

- (1) 菅原作雄、大西茂樹、永友秀明、石岡秀哲：空調機における冷房時の涼感コントロール、三菱電機技報、64, No.4, 293~295 (1990)

半導体レーザの現状と動向

池田健志*

1. まえがき

1962年に半導体レーザが初めて発振して以来⁽¹⁾、多くの研究が行われてきた。初めの十年は、室温連続動作を実現するためのキャリアの注入と閉込め構造に関する研究が中心で、次の十年は、単一基本横モード発振の実現とともに長寿命化を実現して実用化・量産化に結び着けた十年であった。そして、最近の十年は、半導体レーザの用途の多様化・高性能化の伸展とともに、次の十年をにら(睨)んだ準備の時期となっている。特に最近は、微細加工技術や分子層レベルまで制御された結晶技術に支えられて半導体レーザの高性能化が一段と進んだ。この間当社は、幸いにも極く初期から⁽²⁾この研究開発に参加し得て、学会・業界にもいささかなりとも貢献してきた。また、分化と重点指向の進む中にあって、長波長帯・短波長帯を問わず、研究から量産まで全方位に展開している世界でも数少ないメーカーの一つでもある。この特集

号では、この観点から進展の著しい半導体レーザに関する研究・開発の動向を概観するとともに、当社における開発・製品化の現状について紹介する。

2. 半導体レーザの応用分野

レーザ光の特性は、波長、パワー及びコヒーレンスで特長付けられる。ここで取り上げる半導体レーザの波長は0.6～1.6 μmで、周波数に換算すると約200～500 THzと大変に高い。パワーは、通常は1チップ当たり数 mWから数十 mWのものが中心であるが、中には数W以上のものもある。また、コヒーレンスは光の波としての性質の良否を示し、可干渉性とも呼ばれる因子で、発振モードの純度や安定性及び高速変調時のチャーピングなどと関係している。

図1は、半導体レーザの応用分野を波長、出力及びコヒーレンスによって分類して示したものである。短波長と呼ばれる0.8 μm 帯以下の波長域は主に光ディスク等の情報記録装置の光源として使用される。パワーによって読み出しにしか使えないもの、書き込みに使えるもの、消去にも使えるもの、などがある。1.0～1.6 μm の波長域は長波長と呼ばれ、主に光ファイバ通信の光源に使われる。これも、パワーやコヒーレンスによって用途が分かれる。

3. 最近の研究動向

3.1 可視光化

一般に、光は波長が短いほどレンズで小さな点に収束させることが可能であることから、光源となる半導体レーザの短波長化は光ディスクの高密度化に欠かせない。従来の光ディスク装置には780～830 nm の近赤外線レーザが使われているが、現在は赤色の680 nm 帯から630 nm 帯の可視光レーザが注目され、実用化に向けて各社で研究が盛んに行われている。この可視光化レーザには、AlGaInP 系の結晶が用いられるが、この材料系では近赤外領域のレーザで使われるAlGaAs 系結晶と異なり、活性層とクラッド層のバンドギャップの差をあまり大きく取れないので、活性層に注入された電子がクラッド層へあふ(溢)れ出てしまう。これを抑制するため“多重量子井戸”⁽³⁾“ひずみ活性層”⁽⁴⁾“多重量子障壁”⁽⁵⁾などの採用といった工夫がされている。この特集号では、当社におけるひずみ活性層、多重量子障壁構造などを適用した光ディスク用高性能可視光レーザの開発・製品化の状況について紹介している。

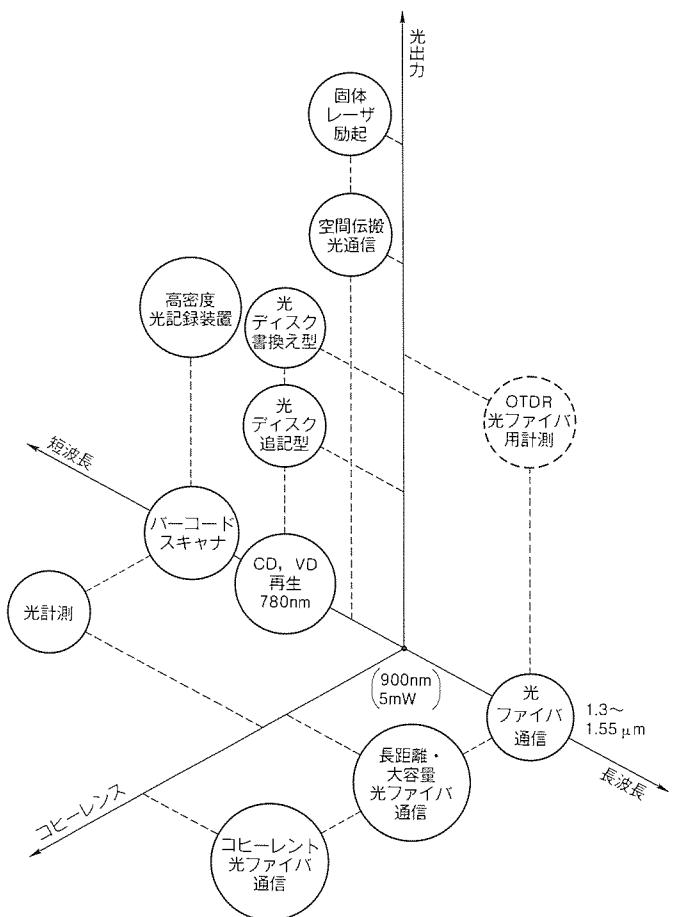


図1. 半導体レーザの光の特性で位置付けた応用分野

最近では、更に波長の短い青色又は緑色領域で発振する半導体レーザを得ようとする試みも行われているが、II-VI族化合物半導体材料に特有な課題、特に不純物添加によるキャリア濃度の制御があり、一部の材料で近年やっと発振が確認された段階である⁽⁶⁾。

3.2 高出力化

高出力化には幾つかの流れがある。一番古くからあるものは、暗視装置用赤外照明光源又は空間伝搬型の光通信用光源である。これらはAlGaAs系の材料を用いた800 nm帯のレーザで、光としての質は重視されないが、パルス動作で数十W/チップ又はそれ以上の高い出力が要求される。

第二の分野は、書換え型光ディスク装置の転送速度の高速化を目指したレーザ光源の高出力化である。この分野では、出力光が小さな一点に集光できることが必要で、半導体レーザの出力光には安定な単一横モード発振が要求される。現システムには780 nm帯の30~35 mWのレーザが使われているが、次期機種として780 nm帯の50 mWレーザ⁽⁷⁾⁽⁸⁾、次々機種として670 nm帯の30~35 mWレーザの研究が行われている。

最近注目されているのが、YAGなどの固体レーザを励起する応用⁽⁹⁾と、周波数倍倍(SHG)結晶と組み合わせて青色又は緑色を得ようとする応用⁽¹⁰⁾である。いずれも800 nm帯の200~300 mW又はそれ以上のレーザを使用する。後者には幾つかの構成方法があるが、前節で触れたII-VI族化合物半導体を用いた青色又は緑色半導体レーザに比べれば容易に530 nmの緑色レーザ光源を得ることができる。

第四の流れは、ファイバアンプ励起である。光ファイバ通信における中継器は、従来のいいたん電気信号に変換して增幅する再生中継方式からエルビウムを添加したファイバを用いて光の状態のまま增幅する方式に変わりつつある。エルビウムを励起するために、波長は1.48 μm又は980 nmであること、単一モードファイバへ効率良く光を導くために、単一基本横モード発振であることが必要である。この分野の半導体レーザについては当社における開発状況をこの特集号で詳述している。

3.3 波長可変化

半導体レーザを光通信の信号源として考えた場合、通信相手が多くなると多重化が重要になる。1.3 μm帯と1.55 μm帯のように波長帯がずれていて、光学的フィルタで信号を分離できる程度の多重化を波長多重と呼び、これよりも信号の波長間隔が狭いものをここでは便宜的に周波数多重と呼ぶことにする。この周波数多重化には、信号源として、周波数(波長)可変半導体レーザが必要となる。また、受信側にヘテロダイイン検波を用いる場合にも、局部発振器として周波数(波長)可変レーザが必要となる。

波長可変レーザの主流はDFB(Distributed FeedBack)レーザの電極を二分割(又は三分割)して、両者の電流比を変

えて波長を制御する方式のもので、光導波路中のキャリア密度が増すと屈折率が減少する効果を利用している。現在、得られている波長の可変幅は、2 nm前後である。以下の論文に、我々が開発した周波数(波長)可変レーザの4点アレーを紹介されている。

3.4 高速化及び低ひずみ化

光通信システムの伝送速度が620 Mbpsから2.5 Gbps、10 Gbpsへと高くなるにつれて、半導体レーザの低チャーピング化が強く求められる。2.5 Gbpsに対しては、多重量子井戸の採用とデチューニング(回折格子のプラグ波長と活性層の利得最大波長とを故意にずらす。)とにより、チャーピング量をシステムが必要とする数 Å以下に小さくできる。しかし、10 Gbpsになると直接変調では対応できないため、変調器を別途設ける必要がある。この変調器を誘電体で形成する動きと、半導体で形成してレーザとモノリシックに集積する動きとがある。

CATVの光ファイバ化から端を発して、光通信でもアナログ方式を検討する動きがある。これらのアナログ伝送では、信号が通常数十チャネル以上多重化されるため、高調波や混変調による混信を避ける観点から、半導体レーザに対して非常に高い直線性、すなわち低ひずみが要求される。これにこたえるには、DFB型半導体レーザの結合定数の最適化、共振状周波数の高周波数化が必要である⁽¹¹⁾。現時点ではまだこの分野の研究発表例は少ないが、今後盛んになるものと考えられる。

3.5 量子効果の実用化とひずみの導入

半導体レーザの高性能化をレーザ構造とその製造技術の面から考えてみる。以前から学会をにぎ(賑)わしてきた量子井戸構造は、今では実用の域に入ってきた。最近は、後述するようにひずみと併用した量子井戸構造及び多重量子障壁構造の研究が注目を集めている。この多重量子障壁では、電子の波動性を利用して、電子波の1/2波長ごとに同相の反射を起こさせることによって反射率を高めて、電子の活性層への閉じ込めを強くするものである。具体的には、約50 Åの波長をもつ電子に対しては半波長の25 Åの中に2層を形成する必要がある。すなわち、格子定数が約5 Åの結晶を2分子層又は3分子層ずつ成長しなければならない。このような量子効果が比較的容易に実現され、実用化されるまでになったのは、エピタキシャル結晶成長技術の進展によって1分子層レベルの薄層を制御性良く成長できるようになったことによっている。

また、長寿命化のために結晶欠陥を除くという観点から、以前は考えられなかった活性層への応力の導入、すなわち結晶格子をひずませることによって半導体レーザの特性を大きく改善できるという報告⁽⁴⁾が最近非常に多くなっている。ある厚さまでは結晶がひずんでも、結晶欠陥が生じないことが分かってきたこと、上述の多重量子障壁形成技術とも絡ん

で非常に薄い、組成の異なる結晶層を制御性良く成長できるようになってきたこと、などの理由による。当社においても、この特集号で紹介する光ディスク用高性能可視光レーザを始め幾つかの半導体レーザに量子井戸構造、ひずみ活性層、多重量子障壁構造などが適用されている。

3.6 アレー化・複合化

最後に、半導体レーザの形態面を考える。今後、半導体レーザに対する高性能化や多機能化といったシステム側からの要求にこたえていくには、半導体レーザのアレー化又は複合化を図っていく必要がある。アレー化については、例えばB-ISDNの普及に伴い、光ディスクの転送速度を現状の5倍以上に高速化する必要があるが、このためには半導体レーザの出力を5倍以上にしなければならない。しかし、半導体レーザの出力を現状の2倍の100mWにすることすら容易ではない。そこで、記録すべき情報を数個に分けて、現状出力の半導体レーザを数個使って並列に処理する方式が考えられる。この場合、数個のレーザを1個のチップに形成できれば光学系が簡単になって好都合である。このような観点からアレーのニーズが浮かび上がってくる。現在、研究・開発されているのは、10点前後のアレーである⁽¹²⁾。

他一つは複合化である。複合化とは、異なる機能をもつデバイス、例えば半導体レーザと高速の変調器やスイッチを一つのチップの上にモノリシックに形成したもので、単体の半導体レーザでは実現できない高速変調などの高性能、又は多機能を実現しようとするものである。現時点では、2種類のデバイスが集積化されているに過ぎないが⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾、今後加工技術の進展に伴って更に多くのデバイスを集積した素子が実現されるものと考えられる。

4. む す び

以上、半導体レーザの研究開発動向を簡単に紹介した。波長域の拡大、出力の向上、発振波長の安定化・可変化、これらを支える材料技術・加工技術に研究開発の努力が払われている。今後、チップ形態の上からは、単体のデバイスのほか、アレー化・複合化、さらにはOEIC化及びOIC化が加速されるであろう。

参 考 文 献

- (1) Hall, R. N., Fenner, G. E., Kingsley, J. D., Soltys, T. J., Carlson, R. O. : Coherent Light Emission from GaAs Junctions, *Phys. Rev. Lett.*, **9**, 366~368 (1962)
- (2) 清水潤治、池川秀彰、須崎渉、十河敏雄：GaAsレーザダイオード、電気通信学会全国大会、363 (1963)
- (3) Chin, R., Holonyak Jr, N., Vojak, B. A. : *Appl. Phys. Lett.*, **36**, 19 (1980)
- (4) Yablonovitch, E., Kane, E. O. : Reduction of Lasing Threshold Current Density by the Lowering of Valence Band Effective Mass, *IEEE J. Lightwave Tech.*, **LT-4**, 504~506 (1986)
- (5) Iga, K., Uenohara, H., Koyama, F. : Electron Reflectance of Multi Quantum Barrier (MQB) , *Electron Lett.*, **22**, 1008~1010 (1986)
- (6) Hause, M. A., Qiu, J., Depuydt, J. M., Cheng, H. : Blue・Green Laser Diodes Made from II-VI Semiconductors, 5th Int'l Conf. on II-VI Compounds (Sept. 8~13), Late-News (1991)
- (7) Yamashita, S., Nakatsuka, S., Uchida, K., Kawano, T., Kajimura, T. : High-Power 780 nm AlGaAs Quantum-Well Lasers and Their Reliable Operation, *IEEE J., QE-27*, No. 6, 1544~1549 (1991)
- (8) Shima, A., Miura, T., Shiba, T., Kadowaki, T., Hayafuji, N., Miyashita, M., Karakida, S., Kaneno, N., Kizuki, H., Aiga, M., Ikeda, K. : High-Power TQW AlGaAs Laser with New Inner-Stripe Structure, Presented at Int'l Conf. SPIE OE/LASE '92, Laser Diode Technology and Applications IV (held at Los-Angeles, Jan. '92), #1634-04 (1992)
- (9) Ross, M. : YAG Laser Operation by Semiconductor Laser Pumping, *Proc. IEEE*, **56**, 196~197 (1968)
- (10) Baer, T., Keirstead, M. S. : Intracavity Frequency Doubling of a Nd:YAG Laser Pumped by a Laser Diode Array, *Conf. Lasers Electro-Opt., Opt. Soc. Amer.*, #ThZZ 1 (1985)
- (11) Takemoto, A., Watanabe, H., Nakajima, Y., Sakakibara, Y., Kakimoto, S., Yamashita, J., Hatta, T. : Distributed Feedback Laser Diode and Module for CATV Systems, *IEEE, J. Selected Area in Comm.*, **8**, No. 7, 1359~1364 (1990)
- (12) Evans, G. A., Carlson, Bour, D. P., Liew, S. K., Amantea, R. : Low Threshold Grating Surface Emitting Arrays, Presented at Int'l Conf. SPIE OE/LASE '91, Laser Diode Technology and Applications III (held at Los-Angeles, Jan. '91), SPIE, 1418, *Laser Diode Technology and Applications III*, 406~413 (1991)
- (13) Soda, H. : 10Gb/s Monolithic Electro-Absorption Modulator/DFB Laser Light Source, Third Optoelectronics Conf. (OEC '90) Tech. Digest, Makuhari Messe, 12B1-1, 70~71 (1990)
- (14) Suzuki, M., Tanaka, H., Taga, H., Yamamoto, S., Matsushima, Y. : $\lambda/4$ -Shifted DFB Laser/Electro-absorption Modulator Integrated Light Source for Multigigabit Transmission, *IEEE Trans. Lightwave Tech.*, **10**, 90~95 (1992)

MOCVD/LPE 成長法による 1.3 μm Fabry-Perot レーザ

吉田一臣*
樋口英世**
水落 均*

1. まえがき

広帯域ISDN (B-ISDN: サービス総合ディジタル網) は、国際電信電話諮問委員会 (CCITT) の基本勧告⁽¹⁾に基づく標準化作業が急ピッチで進められており、いよいよ実用化段階に入ったといえる。しかし、本格的な B-ISDN 発展のためには、各家庭レベルまで光通信が普及することが極めて重要である。そのため、米国、日本などを中心に、伝送路である光ファイバを各家庭まで引き込む FTTH (Fiber to the Home)、又は各家庭の近くまで引く FTTC (Fiber to the Curb) などのいわゆる光加入者網の整備が検討されており、数年内の急激な市場の立ち上がりが期待されている。

この光加入者網の普及のかぎ (鍵) となるのは、伝送システムの経済性の向上である。すなわち、システムのキーデバイスである半導体レーザでは、その低コスト化、また需要増加に対応できる量産性向上が重要な課題となる。

光加入者系伝送システムでは、伝送容量は 156 Mbps 以下、伝送距離は 10 km 程度と比較的小さい。この種の信号伝送では、光ファイバの分散が零となる 1.3 μm 帯に発振波長をもち、製法が比較的簡便である Fabry-Perot (ファブリペロー) 型半導体レーザ (以下 “FP-LD” という) が一般的に使用される。

当社は、1.3 μm FP-LD として PBC (P-substrate Buried Crescent) 構造 FP-LD⁽²⁾ を製品化し、光通信の普及に貢献してきた。この LD は、低電流で動作するため優れた高温高出力特性と高い信頼性をもち、内外の高い評価を得ている。しかしながら、従来の PBC 構造では、活性層の結晶成長に液相成長 (Liquid Phase Epitaxy : LPE) 法を用いているため、結晶層厚の制御性・均一性に欠ける面があり、発振波長などの特性のばらつきが比較的大きく、低コスト化対応に不利な面があった。

我々は、こうした背景に基づき、層厚制御性・量産性に優れた有機金属気相成長 (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition : MOCVD) 法を用いて、新たな FP-LD を開発した。この LD は PPIBH (P-substrate Partially Inverted Buried Heterostructure) 構造をもつが、これは既に我々が製品化した PPIBH-DFB-LD (Distributed Feedback Laser Diode : 分布帰還レーザ)⁽³⁾ から回折格子を除いた構造である。本稿では、この 1.3 μm PPIBH 構造 FP-LD の構造、製法、特性及び信頼性について述べる。

2. 構造と製法

2.1 チップ構造

図 1 に PPIBH 構造 FP-LD のチップ断面構造を示す。基板には p-InP 基板を用いており、基板上に p-InP クラッド層、InGaAsP 活性層、n-InP クラッド層から成るダブルヘ

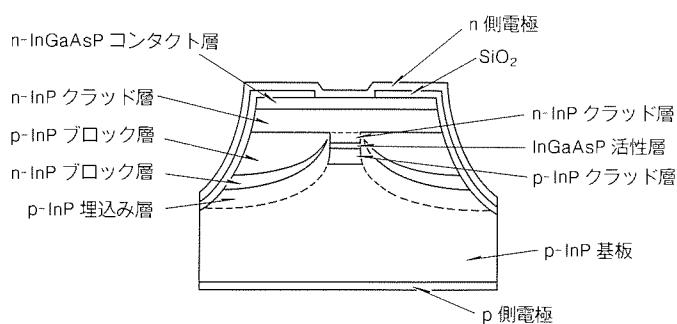


図 1. PPIBH 構造 FP-LD のチップ断面構造

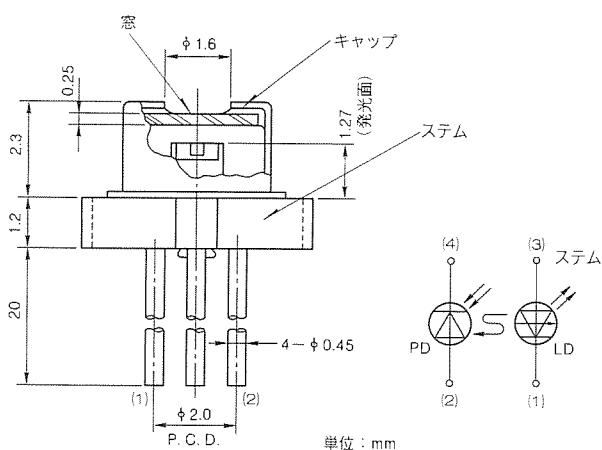
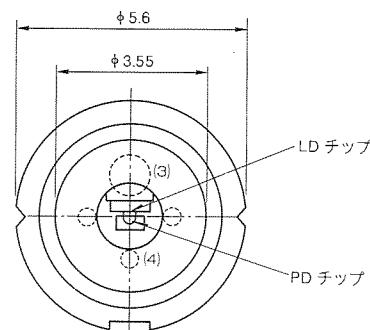


図 2. パッケージ外形

テロ接合 (Double Heterostructure: 以下 “DH” という) が形成されている。活性層厚は $0.1\text{ }\mu\text{m}$ 程度、活性層幅は、 $1.5\text{ }\mu\text{m}$ 程度である。

注入電流を活性層に効率良く導くため、p, n, p-InP から成る電流ブロック層で活性層の両側を埋め込んでいる。PPIBH 構造の特長は、p-InP 埋込み層と p-InP ブロック層のキャリア濃度を高くして、埋込み成長時に上下から p-InP 層の p 型不純物を拡散することにより、n-InP ブロック層先端部を p 型に反転させていることである (これを “Partially Inverted” という)。この結果、n-InP クラッド層と n-InP ブロック層の接触を防止し、リーク電流の低減を図っている。また、電流ブロック層の p-n 接合容量を低減するため、メサ構造を採用している。

2.2 製 法

MOCVD 法は、従来の LPE 法に比べて、層厚・組成の制御性・均一性に優れており、また量産性も高い。PPIBH 構造 FP-LD では、まずこの MOCVD 法によって p-InP 基板上に DH 層を成長させる。その後、エッチングによって幅 $1.5\text{ }\mu\text{m}$ のメサを形成し、LPE 法を用いて前述の電流ブロック層及び n-InP クラッド層、さらに n-InGaAsP コンタクト層を連続的に成長させる。埋込み成長に LPE 法を用いてい

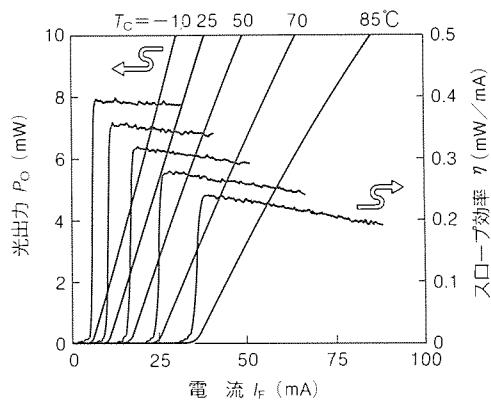


図 3. 光出力-電流特性の温度依存性

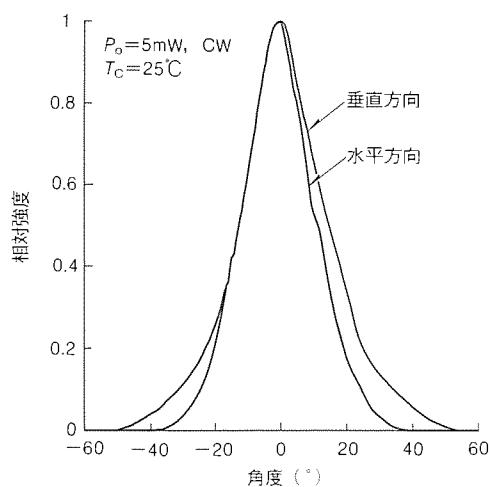


図 4. ビーム広がり特性(FFP)

るのは、InP 系 MOCVD による埋込み成長ではまだ信頼性的に実用になる LD が確認されていないこと、また電流ブロック層からコンタクト層まで連続して 1 回の工程で成長できること、これらの層には DH 層ほどの厳密な層厚制御が要求されないこと、などの理由による。

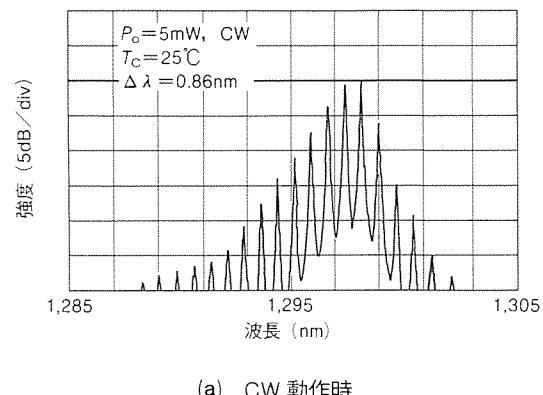
以上のような MOCVD/LPE 法による 2 回の結晶成長工程のあと、電流ブロック層接合容量の低減のためのメサ形成、n 側及び p 側の電極形成を行い、ウェーハが完成する。完成了ウェーハを長さ $300\text{ }\mu\text{m}$ にへき開し、発光端面の保護及び端面反射率制御を目的として、誘電体膜による端面コーティングを施す。前面及び後面の反射率は、それぞれ約 30% 及び 60% に制御される。こうして完成了個々の LD チップは、チップテスト工程を経て自動組立ラインへ送られる。

2.3 パッケージ

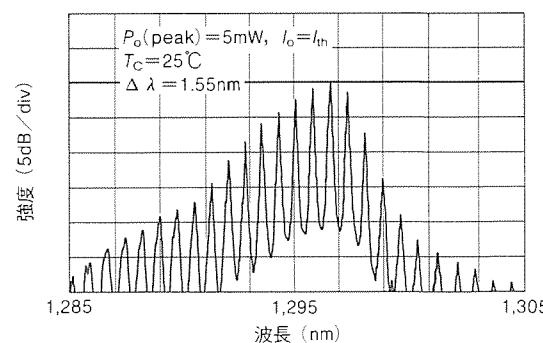
光加入者網普及の鍵はシステムの経済性向上にある。レーザの低コスト化・量産性向上のためには、製造工程の自動化、特に組立工程の自動化が不可欠となる。

当社は、1984 年に CD (コンパクトディスク) 用短波長 LD の増産を開始するに当たり、他社に先駆けて組立工程自動ラインを構築した。その後、光通信用長波長 LD の実用化及び需要増加に合わせて、長波長 LD 組立工程も順次自動化を行っている。

図 2 に、今回開発した PPIBH 構造 FP-LD を実装したパッケージの外形を示す (暫定形名: ML776B6F)。このパッ



(a) CW 動作時



(b) 300Mbps 変調時

図 5. スペクトル特性

ケージは、ステムの直径が5.6 mmと現在最も汎用的となつた形状をもち、自動ラインによって組み立てられる。モニタ用フォトダイオードとして受光径200 μm のInGaAs pin-PDを内蔵している。

3. 特性と信頼性

この章では、1.3 μm PPIBH構造FP-LDの標準的な特性例、このLDの特長の一つである特性均一性及び信頼性(寿命特性)について述べる。

3.1 諸特性

図3に光出力-電流特性の温度依存性を示す。25 $^{\circ}\text{C}$ におけるしきい値電流 I_{th} 及びスロープ効率 η は、それぞれ12 mA及び0.35 mW/mAである。また、85 $^{\circ}\text{C}$ 、10 mWまでキンクのない良好な光出力特性が得られている。-10 $^{\circ}\text{C}$ から+85 $^{\circ}\text{C}$ の間でのしきい値電流の特性温度は55 Kである。

図4にビーム広がり特性(Far Field Pattern: FFP)を示す。水平ビーム半値全角 θ_{\parallel} は25 $^{\circ}$ 、垂直ビーム半値全角 θ_{\perp} は28 $^{\circ}$ であり、良好な単一横モード特性が得られている。

図5に(a)CW動作時及び(b)300 Mbps変調時の発振スペ

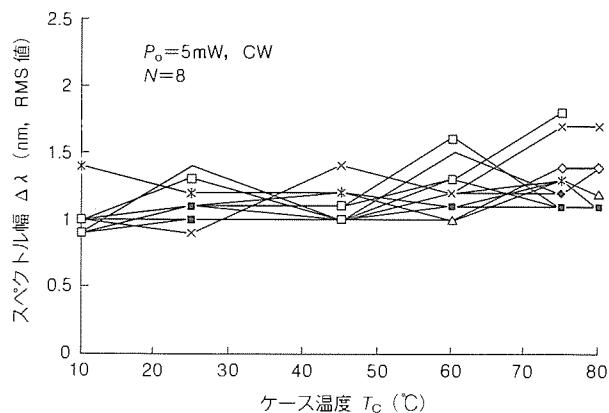


図6. スペクトル幅の温度特性

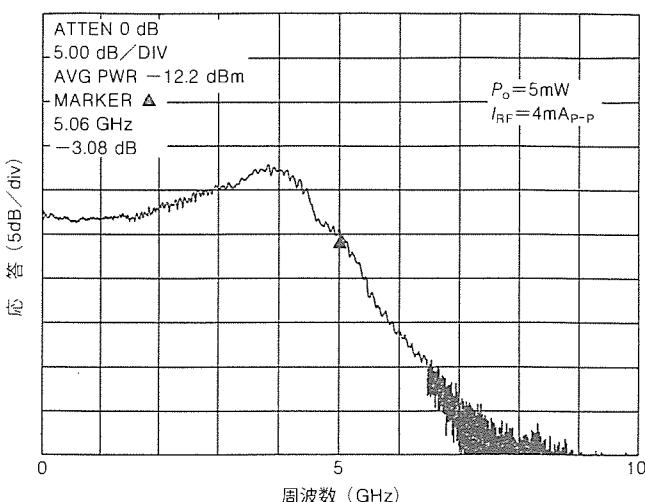


図7. 周波数応答特性

クトル特性を示す。いずれの場合も、各縦モードのピークを結んだ包絡線は単峰性を示しており、スペクトル幅 $\Delta\lambda$ (RMS値)は、CW動作時で0.9 nm、変調時で1.6 nmと十分に小さく、数百Mbps、数十km以内の伝送に十分適応できる。また、図6に $\Delta\lambda$ の温度特性を示した。温度に対してほとんど変動のない良好な特性をもっている。

図7に周波数応答特性を示す。緩和振動周波数 f_r は4 GHz、遮断周波数 f_c は5 GHzと十分に高い。

3.2 特性均一性

レーザの低コスト化を実現するためには、特性の均一性向上がキーポイントとなる。PPIBH構造では、MOCVD法を用いてDHの組成・層厚の均一性向上を図った。この効果は、諸特性の中でも特に発振中心波長 λ_c 及び垂直ビーム広がり角 θ_{\perp} に反映される。

図8及び図9に一つのウェーハ内での λ_c 及び θ_{\perp} の分布を示す。それぞれの標準偏差 σ は6 nm及び2 $^{\circ}$ と、従来のPBC構造FP-LDに比べて約半分に改善されている。

このような特性均一化は、LD自身のコスト低減のみならず、LDモジュールにおける光ファイバ結合効率の均一化、さらにはモジュール製造工程の自動化・簡略化にも効果を与えることが期待される。

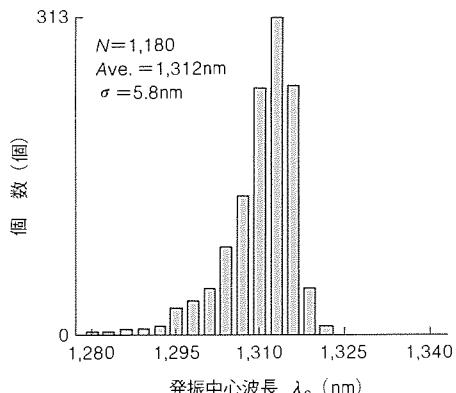


図8. 発振中心波長の分布

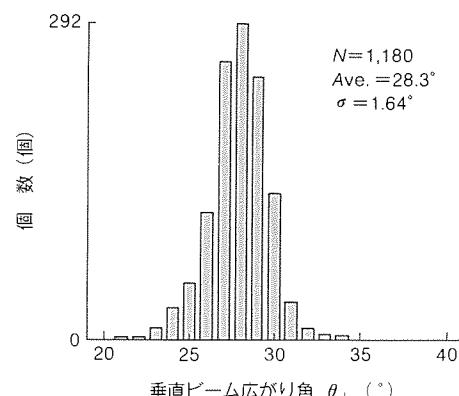


図9. 垂直ビーム広がり角の分布

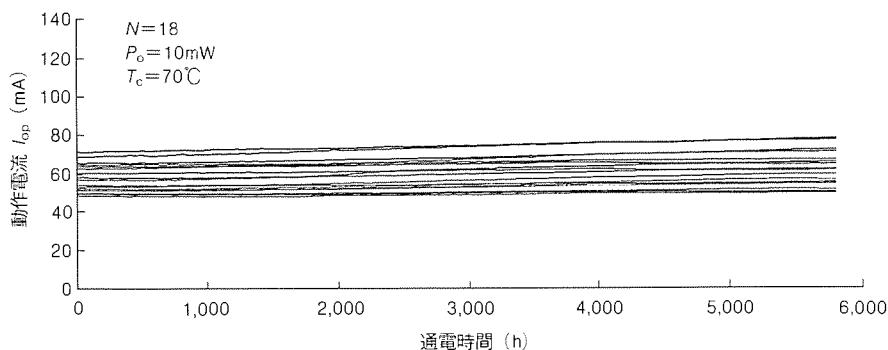


図10. 寿命特性

3.3 信頼性

図10にケース温度70°C、光出力10mWのAPC(Automatic Power Control)動作での寿命特性を示す。図中、横軸は通電時間、縦軸は70°C、10mWでの動作電流 I_{op} である。サンプルは18個で、5,800時間経過した時点で、いずれの素子も非常に安定に動作している。

個々の素子の I_{op} が初期値の1.5倍になる時間を故障時間と定義し、5,800時間までの I_{op} の平均増加率から個々の素子の故障時間を求めた。故障時間のLog-Normal分布から求めた70°C、10mW動作での平均寿命(MTTF)は 6×10^4 時間であり、従来のPBC構造FP-LDとほぼ同等の寿命が確認された。

このほか、MIL-STD 883Cに準拠したヒートサイクル試験、振動試験、低／高温保存試験などの耐環境試験も実施しているが、良好な結果が得られている。

4. むすび

1.3 μm PPIBH構造FP-LDの構造、製法、特性及び信頼性について述べた。ダブルヘテロ接合の成長にMOCVD法

を採用して、LPE法を用いた従来のLDに比べて大幅に特性の均一性を向上させることができた。信頼性においても、従来と同等の高い信頼性を確認した。また、このLDチップを既設の自動組立ラインによってパッケージングすれば、量産性・低コスト性に優れたLDの実現が可能となる。これにより、光加入者網の実用化及び普及が促進されるであろう。

今後、このPPIBH構造を、波長多重伝送で必要とされる1.55 μm帯FP-LDへ、また将来の広帯域ディジタル交換機やスーパーコンピュータ等での伝送方式として検討され始めたATM(Asynchronous Transfer Mode)用アレー型LDへと展開していく。また、埋込み成長にもMOCVD法を適用できるLD構造を開発するなど、更に性能及び経済性の向上を目指していく。

参考文献

- (1) 浅谷耕一：国際標準化の動向、電子情報通信学会誌、74, No. 11, 1230～1239 (1991)
- (2) Sakakibara, Y., Higuchi, H., Oomura, E., Nakajima, Y., Yamamoto, Y., Goto, K., Namizaki, H., Ikeda, K., Susaki, W. : High-Power 1.3 μm InGaAsP P-Substrate Buried Crescent Lasers, Journal of Lightwave Technology, LT-3, No. 5, 978～984 (1985)
- (3) 渡辺 齊、大倉裕二、武本 彰、吉田直人：高性能光通信用单一モード半導体レーザ、三菱電機技報、63, No. 5, 407～410 (1989)

ファイバアンプ励起用1.48 μm高出力レーザ

村上隆志* 後藤勝彦*
中島康雄*
高木和久*

1. まえがき

近年、エルビウムドープ光ファイバアンプ (Er-Doped Fiber Amplifier: EDFA) の励起用光源として、波長1.48 μm の高出力レーザが注目され、精力的な開発が行われている^{(1)~(4)}。ファイバアンプは、光通信システムで光の直接増幅が可能で、しかも広帯域で伝送速度の変更に対して柔軟に対応できるという特長をもっており、その実用化が強く期待されている^{(5)~(7)}。

エルビウムドープファイバは、10 mW 以上のパワーの波長1.48 μm の光で励起することにより、1.55 μm 帯の信号光に対して増幅作用が生じる⁽⁷⁾が、実際には励起用レーザとファイバの結合損失、信号光と励起光の合波用の光ファイバカップラの損失等があるために、励起用レーザとしては40~100 mW という従来にない高い出力が必要である⁽⁵⁾。出力が高いほどファイバアンプの利得が高くなるので、励起用レーザの高出力化がファイバアンプの高性能化のかぎ(鍵)を握っているといつても過言でない。

この論文では、国際電信電話(株)と当社で開発中のファイバアンプ励起用1.48 μm レーザの高出力化の状況と主な特性について述べる。

2. ファイバアンプ励起用1.48 μm レーザの構造

図1にファイバアンプ励起用レーザの構造を示す。このレーザは、通信用長波長レーザとして当社で実績のあるPPIBH (P-substrate Partially Inverted Buried Hetero-structure) 構造⁽⁸⁾を基本にしたものである。図2にその製

造工程を示す。

まず、MOCVD 法によって p-InP 基板上に、p-InP バッファ層、アンドープ InGaAsP 活性層及び n-InP クラッド層を連続的に成長させる。次に、ウェットエッチングによってメサを形成する。この後 LPE 法により、p-InP 埋込み層、n-InP ブロック層、p-InP ブロック層、n-InP クラッド層及び n-InGaAsP コンタクト層を連続して成長させる。このとき、p-InP 埋込み層、n-InP ブロック層、p-InP ブロック層はメサの側面にのみ成長させ、メサ上には成長させないよう結晶成長条件を制御している。最後に電極を形成し、へき開、チップ分離を経て、パッケージに組み立てる。

3. 高出力化の課題

当社のPPIBH レーザの最大出力は波長1.55 μm 帯で30~40 mW、1.3 μm 帯で50~60 mW 程度である。1.48 μm 高出力レーザの開発に当たって、PPIBH 構造における出力制限要因をまず明らかにして、それらをどのように解決して出力の向上を図ったかについて以下に詳しく述べる。

半導体レーザの出力を制限する要因として一般的に、レーザ光出射端面の結晶が破壊される COD (Catastrophic Optical Damage)、動作電流増大に伴うレーザ温度の上昇による光出力の熱飽和等が考えられる。1.48 μm レーザについては、COD レベルは十分高いので、熱飽和のみを考慮すればよい。熱飽和レベルを上昇させるためには、動作電流を下げてレーザの温度上昇を防ぐことが有効であり、そのためにはリーク電流の低減、動作電流密度の低減、及び熱抵抗の低減が不可欠である。以下、これらについての検討結果を説明する。

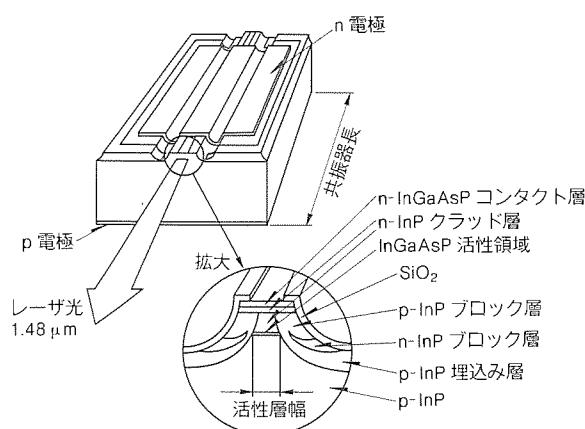


図1. ファイバアンプ励起用1.48 μm レーザの構造

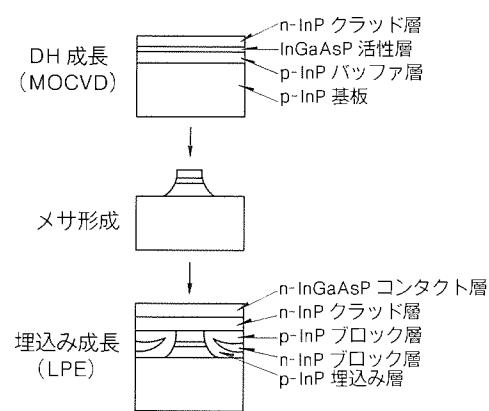


図2. ファイバアンプ励起用1.48 μm レーザの製造工程

3.1 リーク電流の低減

電極から注入された電流は、図3に示すように活性層を流れでレーザ発振に寄与する有効電流と、活性層とn-InPブロック層との間げき(隙)を流れるためにレーザ発振に寄与しないリーク電流とに分けられる。したがって、有効電流に対するリーク電流の比率をいかに低減するかが高出力化のポイントとなる。我々は、活性層とn-InPブロック層との最短距離をリークパス幅と定義し、リークパス幅と飽和最大出力の関係に着目した。図4に飽和最大出力と|リークパス幅/活性層幅|の関係を示す。同じリークパス幅であっても活性層幅が広ければ相対的に電流は活性層を通りやすく、活性層幅が狭ければ相対的に電流はリークパスを通りやすいので、横軸にはパラメータとして|リークパス幅/活性層幅|という規格化した値を用いた。図4から|リークパス幅/活性層幅|が小さいほど飽和最大出力が増大することが分かる。

図5は飽和最大出力とInPの発光量との関係を示したものである。InPの発光量は、レーザを飽和最大出力で動作させたときに、 $1.48\text{ }\mu\text{m}$ の光とともに放射される $0.9\text{ }\mu\text{m}$ の光(InPのバンド端発光に対応する)のみを検出して測定した。リーク電流があると、n-InPクラッド層とp-InPブロック層、及びn-InPクラッド層とp-InP埋込み層からなるpn接合に順方向電流が流れ、InPのバンド端発光が生じる。し

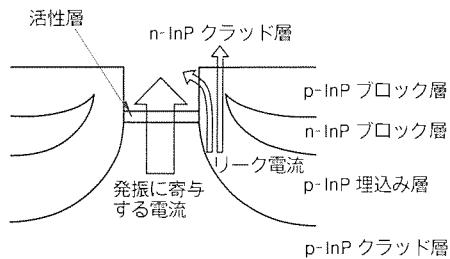


図3. リーク電流経路

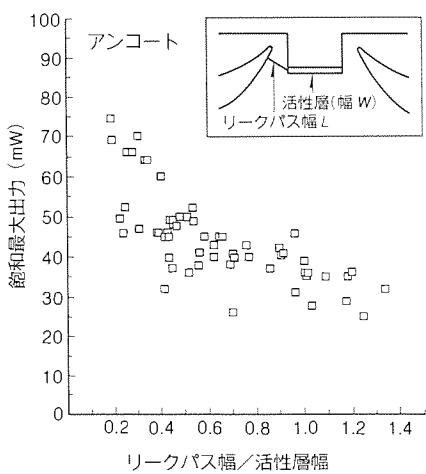


図4. 飽和最大出力と|リークパス幅/活性層幅|の関係

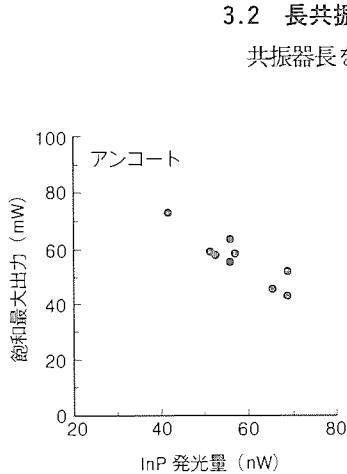


図5. 飽和最大出力(P_{\max})とInP発光量の関係

たがって、InPの発光量はリーク電流量に対応していることになる。図5に示すように、飽和最大出力とInP発光量には強い相関があり、リーク電流を減らすことが、高出力化に極めて有効であることが分かる。

以上から、リークパス幅制御によってリーク電流が減少し、飽和最大出力を増大させ得ることが分かる。

|リークパス幅/活性層幅|を小さくすれば飽和最大出力は増大するが、リークパス幅を小さくし過ぎてn-InPブロック層とn-InPクラッド層が接触してはならない。接触した場合はp-InP埋込み層→n-InPブロック層→n-InPクラッド層という別の経路のリーク電流が流れる。この経路はp-InP埋込み層とn-InPブロック層からなる順方向のpn接合があるだけであり、しかもその接合面積は活性層幅に比べ格段に大きい。また、n-InPブロック層とn-InPクラッド層との接触面積がいかに小さくてもn-InPの抵抗率が小さいので大きなリーク電流が流れるおそれがある。LPEでリークパスを狭く、しかもn-InPクラッド層とn-InPブロック層が接触しないように制御することは一般的には難しい。しかしながら、メサ幅、メサ形状を精密に制御したうえで、埋込み成長条件を最適化することによって、リークパス幅を $0.5\text{ }\mu\text{m}$ 前後に制御することができた。

|リークパス幅/活性層幅|は活性層幅を広げることによっても小さくすることができる。しかし、基本横モードで安定して発振させるためには活性層幅は横モードのカットオフ条件の制限を受ける。図6は横モードカットオフ条件の計算結果である。活性層厚を薄くすることにより、活性層幅を広げることができるが、薄くし過ぎるとキャリアが活性層からオーバーフローするのでレーザの温度特性が悪くなる。図7に $70\text{ }^{\circ}\text{C}$ における 5 mW 動作電流の活性層厚依存性を示す。活性層厚が $0.09\text{ }\mu\text{m}$ から $0.07\text{ }\mu\text{m}$ になると急激に動作電流が増えることが分かる。安定した基本横モードで発振させ、かつ動作電流を低く抑えるために、活性層厚は $0.09\text{ }\mu\text{m}$ とし、活性層幅 $1.8\text{ }\mu\text{m}$ 以下とした。

3.2 長共振器化による動作電流密度と熱抵抗の低減

共振器長を長くすることにより、電流密度と熱抵抗が低減

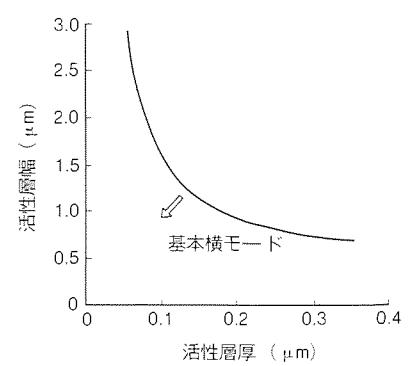


図6. 横モードカットオフ条件(計算)

され、高出力化が図れることはよく知られている⁽⁹⁾。実際には、長共振器化するにつれ効率は下がり動作電流も増すので、実使用条件を考慮して共振器長を定めなければならない。表1に前面反射率3%，裏面反射率95%のコーティングを施した共振器長の異なるレーザについての主な特性を示す(なお、コーティングによって飽和最大出力は約2倍向上する)。共振器長を600 μm, 900 μm, 1,200 μmと長くするのに従い、電流密度 J_{th} (ここで示す電流密度は、しきい値電流 I_{th} を、活性層の面積で単純に割った値であり厳密な値ではないが、電流密度低減効果の指標になると考えられる)は5.2 kA/cm², 3.9 kA/cm², 3.2 kA/cm²、熱抵抗は41 °C/W, 31 °C/W, 20 °C/Wとそれぞれ低くなっている。長共振器化の効果が現れている。その結果、飽和最大出力は、86 mW, 108 mW, 121 mWと改善されている。図8にアンコートでの光出力-電流特性例を示す。

表1. コーティング後の特性の共振器長依存性
(平均値:サンプル数=各19個)

共振器長 (μm)	I_{th} (mA)	J_{th}^* (kA/cm ²)	熱抵抗 (°C/W)	効率 (W/A)	P_{max} (mW)
600	40.4	5.2	41	0.33	86
900	45.4	3.9	31	0.29	108
1,200	49.2	3.2	20	0.27	121

注 * J_{th} は I_{th} を単純に活性層面積で割った値である。

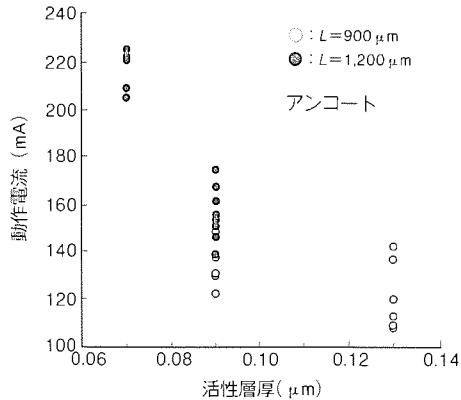


図7. 70°Cにおける5mW動作電流の活性層厚依存性

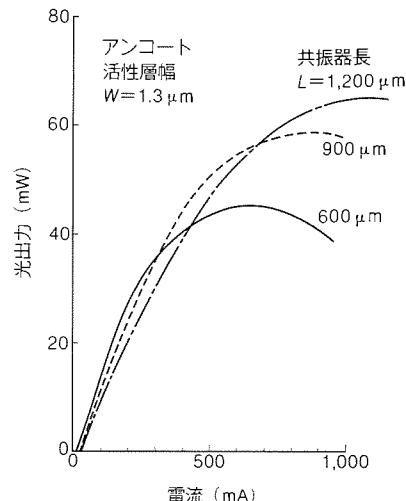


図8. 飽和最大出力の共振器長依存性

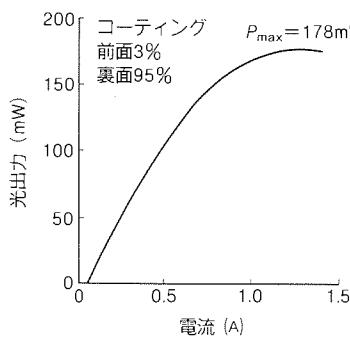


図9. 光出力-電流特性

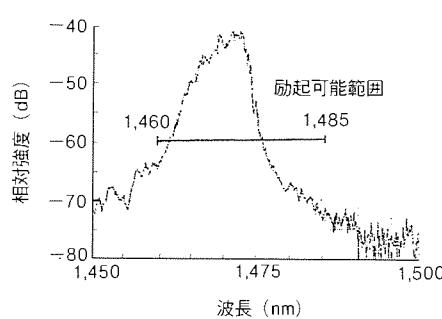


図10. スペクトル(60mW動作時)

前章で述べたようにリーケパス幅を狭く制御し、活性層幅を1.8 μmに広げるとともに、共振器長を1.200 μmに長くして高出力化を図ったレーザの諸特性について以下に述べる。

図9は光出力-電流特性の一例である。キンクフリーで178 mWの飽和最大出力を得た。平均的な素子特性は、 $I_{th} = 50\sim60$ mA, スロープ効率 $\eta = 0.26$ W/A, しきい値電流の温度依存性から求めた特性温度 T_c は60 Kなどである。

図10は60 mW動作時のスペクトルの一例である。エルビウムドープファイバを励起するのに必要な1,460~1,485 nmの波長範囲にほぼすべての出力が入っており、効率良く励起できることが分かる。なお、波長の温度シフトは0.34 nm/°Cである。

図11は60 mW動作時の遠視野像である。温度を10 °Cから40 °Cまで5 °C刻みで変化させたデータを重ね書きした。温度を変化させても遠視野像は安定していることが分かる。半值全角は水平方向が18°、垂直方向が21°と狭く、しかもほぼ円形のビームであり、光学系との結合性に優れている。

図12は遠視野像の出力依存性である。出力を変化させても安定した形状を示している。

5. 寿命

ファイバアンプ励起用レーザは、数十mWの高出力で長期間連続動作させるので、その寿命は実用化に当たって重要なとなる。

3章で飽和最大出力の向上について述べたが、長期間連続動作可能な最大出力レベルを知る必要がある。そこでまず、各素子が飽和最大出力の何%の出力まで安定して連続動作するかを調べた。図13は60°Cで380時間動作させた後の、1動作光出力

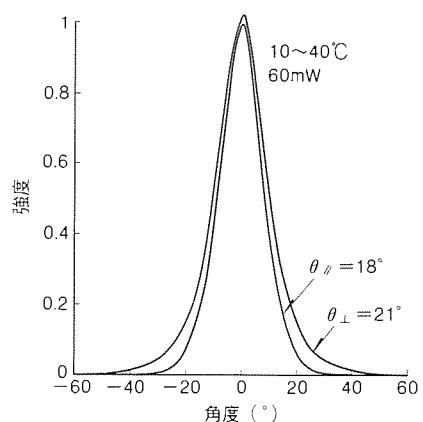


図11. 遠視野像(10~40°C, 60mW)

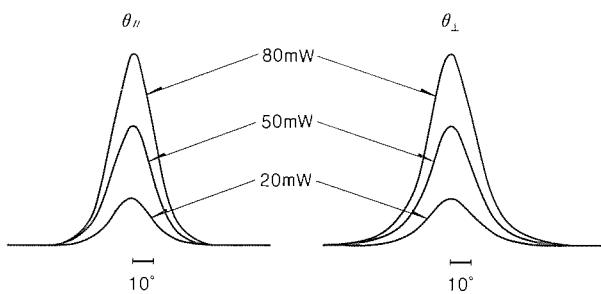


図12. 遠視野像の光出力依存性

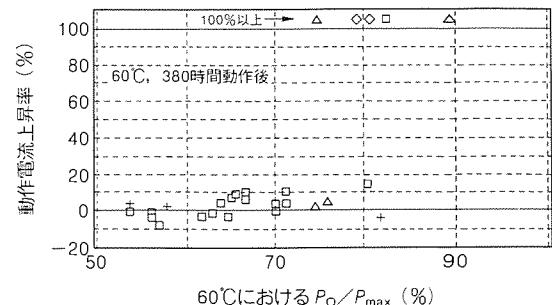


図13. 動作光出力／飽和最大出力と動作電流上昇率の相関

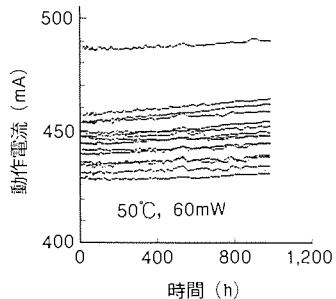


図14. 50°C, 60mW 寿命試験

／飽和最大出力と動作電流上昇率の関係を示す。図から飽和最大出力の60%以下での動作が、信頼性上好ましいことが分かる。

図14に50°C, 60mWにおける動作電流変化率の経時変化を示す。950時間後の平均劣化率は $1.02 \times 10^{-5}/\text{h}$ と良好である。

6. む す び

この論文では、PPIBH構造のレーザを高出力化するための出力制限要因の検討と、その対策について述べた。その結果、以下のことが明らかになった。

- (1) リークパス幅制御によるリーク電流の低減と、長共振器化による電流密度及び熱抵抗の低減を図ることによって、飽和最大出力178mWを得た。
- (2) 開発したレーザは $I_{th} = 50 \sim 60 \text{ mA}$, $T_o = 60 \text{ K}$, $\theta_{\parallel} = 18^\circ$, $\theta_{\perp} = 21^\circ$ であり、その遠視野像は温度変化、出力変化に対して安定である。
- (3) 50°C, 60mWの寿命試験で950時間経過して、安定に動作している。この条件での平均劣化率は $1.02 \times 10^{-5}/\text{h}$ であり、実用上問題ないものである。

以上のように、このレーザはファイバアンプ励起用として優れた性能をもっているので、今後のファイバアンプを用いた光通信システムの実用化に向けて大きく寄与することが期待される。

参 考 文 献

- (1) Asano, H., Takano, S., Kawaradani, M., Kitamura, M., Mito, I. : 1.48 μm High-Power InGaAs / InGaAsP MQW LD's for Er-Doped Fiber Amplifiers, IEEE Photonics Technology Letters, 3, No. 5, 415 ~ 417 (1991)
- (2) 山田光志, 大柴小枝子, 国井達夫, 小川 洋, 野中敏夫, 川井義雄 : 1.48 μm 高出力 VIPS-LD の信頼性試験, 電子情報通信学会秋季全国大会 C-91 (1990)
- (3) 鈴木良治, 辻 伸二, 土屋朋信, 谷渡 剛, 小野佑一 : 3回MOVPE成長による1.48 μm 高出力 MQW-BH レーザ, 電子情報通信学会春季大会 C-168 (1992)
- (4) 下瀬佳治, 金谷康宏, 尾登誠一, 牧田克男, 菊川知之, 奥村卓男, 永井治男 : p基板上1.48 μm 帯高出力 MQW レーザ, 第9回半導体レーザシンポジウム, 18 (1992)
- (5) 萩本和男 : 光ファイバ增幅器を用いた高速・長距離伝送, 第35回微小光学特別研究会プログラム, 23~28 (1990)
- (6) Yoshida, Y., Edagawa, N., Taga, H., Ryu, S., Yamamoto, S., Wakabayashi, H. : Optical Fiber Multi-repeater Transmission using Er-Doped Fiber Amplifiers, 第35回微小光学特別研究会プログラム, 29~34 (1990)
- (7) 木村康郎, 中沢正隆 : 光ファイバ增幅器, オプトロニクス, No. 11, 47~53 (1990)
- (8) Takemoto, A., Sakakibara, Y., Nakajima, Y., Fujiwara, M., Kakimoto, S., Namizaki, H., Susaki, W. : 1.3 μm InGaAsP / InP Distributed-Feedback p-Substrate Partially Inverted Buried-Heterostructure Laser Diode, Electron. Lett., 23, 546~547 (1987)
- (9) Oshiba, S., Matoba, A., Kawahara, M., Kawai, Y. : High-Power Output Over 200mW of 1.3 μm GaInAsP VIPS Lasers, IEEE J. Quantum Electron., QE-23, No. 6, 738~743 (1987)

光周波数分割多重(FDM)用レーザアレー

石村栄太郎* 渡辺 齊*
武本 彰* 中島康雄*
大石敏之**

1. まえがき

社会の高度情報化の進展に伴って、光ファイバ通信が実用化され、伝送速度も電気通信に比べて格段に速くなり、大都市間を結ぶ幹線系では1秒間に16億個のパルス信号(1.6 Gbps)を送ることができるようにまでなってきた。しかしながら、情報のより一層の高度化を図るために、更に大量の情報を高速で通信する必要が生じてきた。その一手法として、1本の光ファイバで従来の百倍の情報量を伝達することも可能な光周波数分割多重(Frequency Division Multiplexing:FDM)方式が注目されている⁽¹⁾。

このFDM方式による光通信では、発振周波数の異なる複数のレーザ光を必要とするが、各レーザ光に乗せた信号が混信しないように、それぞれのレーザ光の周波数を一定の間隔に保って送る必要がある。そのために光送信器用光源として、周波数可変半導体レーザが多数個必要となる。

従来の周波数分割多重光通信では、1個の半導体レーザ、レンズ、ファイバ等からなる一組の光源(この基本単位を半導体レーザモジュールという。)を複数個用いて光送信器を構成していた。例えば、100波のレーザ光を多重化するためには、100個の半導体レーザモジュール(1個のモジュールのサイズは30×15×10 (mm))が必要になり、光送信器部が非常に大型化してしまうという問題がある。しかしながら、一つのチップから多数のレーザ光が放射できる周波数可変レーザアレーがあれば、モジュールの総数を少なくでき、光送信器の大幅な小型化が図れることになる。

この論文では、まずアレー化していない単素子の周波数可変半導体レーザの構造及び特性について述べ、その次に、開発したFDM用レーザアレーの構造及び特性について報告する。

2. 周波数(波長)可変半導体レーザ

図1に試作した2電極型周波数可変半導体レーザの構造を示す。このレーザの基本型は、当社で開発したPPIBH(p-Substrate Partially Inverted Buried Heterostructure)型の通信用単一波長半導体レーザである。p型InP基板上にMOCVD(Metal Organic Chemical Vapor Deposition)法により、活性層とクラッド層(活性層に電子とホールを閉じ込めるための層)を形成した

後、LPE(Liquid Phase Epitaxy)法を用いて電流ブロック層を成長したものである。このレーザの共振器長は600 μmであり、表面電極は第1電極と第2電極の二つに分割されている。また、この二つの電極間の電気的アイソレーションをとるために分離溝を電極間に設けている。

このレーザの内部には、繰り返し周期が0.2 μm程度の回折格子と呼ばれる発振周波数選択機構が設けられている。発振周波数は回折格子の周期によって決まる。このレーザには、InGaAsPの回折格子をInP層で埋め込んだ“埋込み型回折格子”を採用した。

半導体レーザに電流を流すと、活性層の屈折率が、プラスマ効果(注入された電子や正孔により、屈折率が変化する効果)や発熱効果によって変化するので、等価的に回折格子の周期が変化して半導体レーザの発振周波数を変えることが可能である。しかしながら、半導体レーザに流す電流を単に変化させただけでは光出力も変わってしまうので、半導体レーザの表面電極を例えば第1電極及び第2電極の二つに分割し、流す電流を一方の電極(例えば第1電極)では増やし、他方の電極(第2電極)では減らすといった方法をとれば、光出力を一定に保ったまま発振周波数(波長)を変えることが可能となる。これを利用したのが周波数(波長)可変半導体レーザである。

図2に、今回試作した2電極型の周波数可変半導体レーザの発振周波数(波長)可変特性を示す。光出力が一定(=10 mW)となるように二つの電極に注入する電流の総和を調整しながら、電流の比を変化させた。第1電極に注入する電流の割合を減らすと発振波長(周波数)が長波長化することが分かる。図2で発振波長が階段状に変化している箇所がある

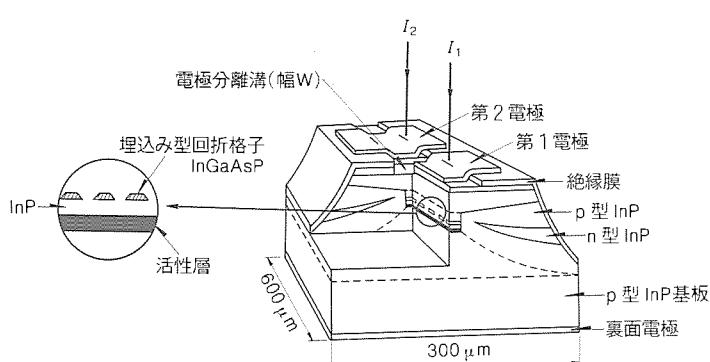


図1. 2電極型周波数可変半導体レーザ

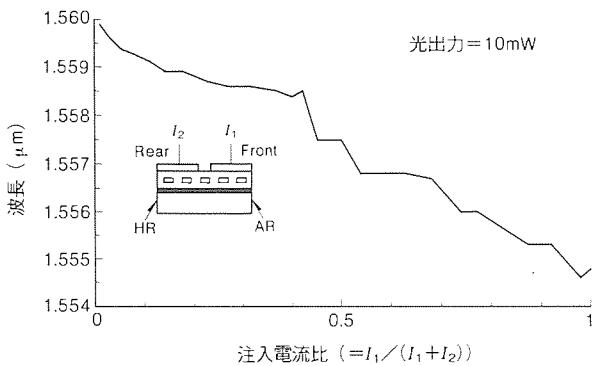


図2. 周波数(波長)可変特性

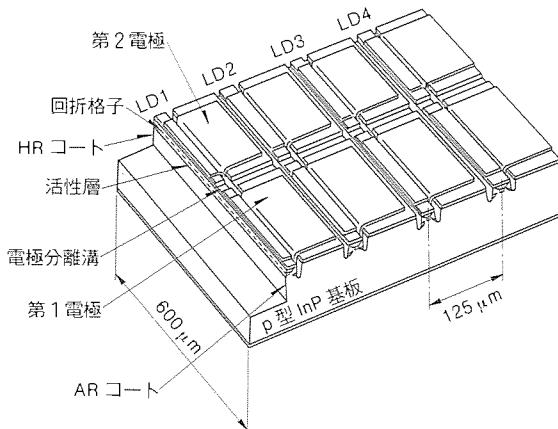


図3. FDM用レーザアレーの構造

が、これは発振モードが変化したために生じたものである。実際にこのレーザを波長可変光源として使用する場合、このように断続的に発振波長が変化していると所望の波長に調整できない。連続的に調整できる発振波長範囲を波長(周波数)可変幅といい、この幅が大きいことが要求される。図2の場合、1.560 μmから1.5585 μmまでの1.5 nm(~190 GHz)の波長(周波数)可変幅が得られている。

3. FDM用レーザアレーの構造及び特性

今回開発したFDM用レーザアレーの構造を図3に示す。1チップ(625 μm × 600 μm)に4個の周波数可変レーザを125 μm間隔でアレー化した。アレー化した周波数可変半導体レーザの基本型は前記のPPIBH型单一波長レーザの電極を2分割したもので、共振器長は600 μmである。分割した2電極に均等に電流を注入した場合のしきい値は~25 mAであり、各レーザのしきい値のばらつきは~3 mA程度であった。アレー化した4個のレーザは独立に発振周波数(波長)を制御することができる。

レーザアレーの発振周波数(波長)の可変特性を図4に示す。発振波長はそろっており、第1電極に電流を流さない状態で1.562 μm ± 0.1 nmであった。また、波長可変幅は、四つ共に1.562 μmから1.561 μmまでの1 nmが得られた。図5は、周波数の異なるこの四つのレーザ光を1個のレンズで

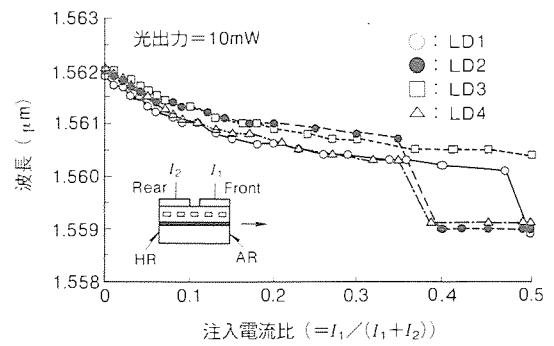


図4. レーザアレーの周波数(波長)可変特性

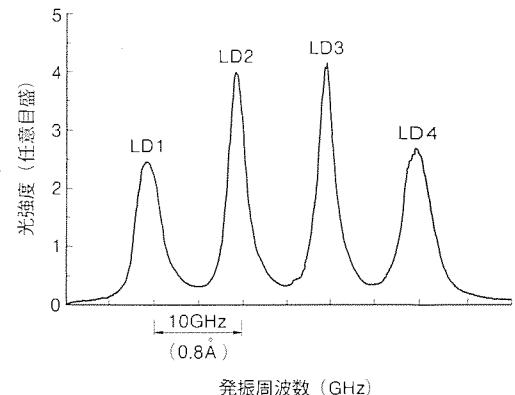


図5. レーザアレーの発振スペクトル

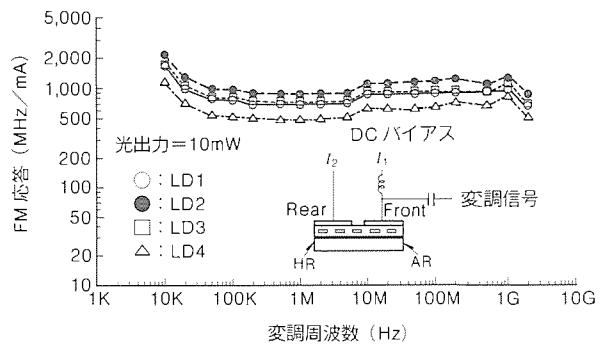


図6. FM変調特性

まとめ、同時にファイバに送り込んだ場合の発振スペクトルである。各レーザ光の発振周波数は、お互いに混信しないよう、それぞれの周波数間隔が一定($=10\text{ GHz}$ 、波長で約 0.8 \AA)となるように調整することができた。各レーザの発振周波数の最大調整範囲は、120 GHz(各レーザ光の周波数間隔の12倍)であった。

レーザ光に電気信号を重畠する方法の一つに、電気信号の強弱に対応させてレーザ光の発振周波数を変化させる、いわゆるFM変調方式(Frequency Modulation)がある。この場合、入力電気信号1 mA当たりのレーザ光の発振周波数の変化量(変調効率といふ)が高いほど小さな入力信号に対して大きな周波数変化を得ることができ、光出力の変動を来すことなく、電気信号をレーザの発振周波数の増減に変換することができる。図6にレーザアレーの各レーザ(LD1~4)の

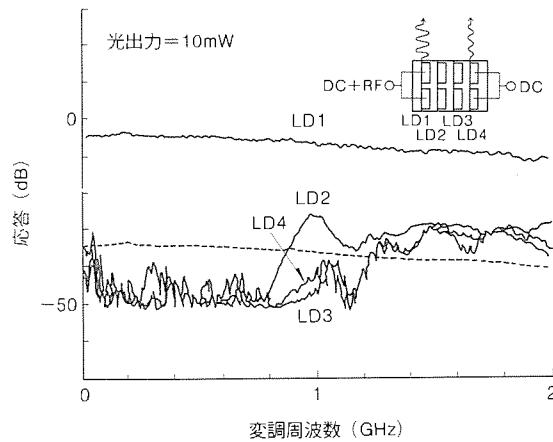


図7. レーザアレー信号干渉特性

FM変調効率を示す。20kHzから1GHzまではほぼ一定の変調効率($\sim 1\text{GHz}/\text{mA}$)が実現されており、目標の600Mbpsの伝送速度に対応可能である。

複数のレーザを1チップ上にアレー化した場合、隣接するレーザ間の電気干渉を極力低減する必要がある。図7は、レーザ1(LD1)を変調したときに、直流で動作させた他のレーザ(LD2~4)に生じる変調成分(干渉成分)量を示す。LD2~4への干渉は800MHz以下の変調周波数帯で-30dB以下であり、実使用上問題ない値であった。

800MHz以上での干渉量の増加は、主に配線ワイヤの相互インダクタンスによるもので、ワイヤ長を短くする等の改良が考えられる。

4. む す び

周波数可変半導体レーザ4個を $625\text{ }\mu\text{m}\times 600\text{ }\mu\text{m}$ のチップに集積したFDM用レーザアレーの構造及び特性について述べた。

このレーザアレーは、各レーザ光の発振周波数をそれぞれ独立に $0\sim 120\text{ GHz}$ の範囲で制御でき、四つのレーザを任意の順番で 10 GHz の間隔で発振させることができた。また、隣接レーザからの電気的な干渉も $1/1,000$ 以下に抑えられている。

今後、レーザ光源の集積度を更に上げると同時に、発振周波数の調整範囲を拡大するとともに、レーザ相互の周波数間隔の調整を容易にするための監視用受光器も集積化した周波数分割多重通信用光源の開発を進める。

参 考 文 献

- (1) Nosu, K., Toda, H., Iwashita, K. : Optical FDM Transmission Technique, J. Lightwave Technol., LT- 5, No. 4, 1301~1308 (1978)

光ディスク用可視光レーザ

有本 智* 西村隆司*
渡辺 齊** 神里 武**

1. まえがき

光ディスクの高密度化には、記録用光源の短波長化が必ず（須）である。現在光ディスクの光源として780nm帯AlGaAs系半導体レーザが用いられているが、これに代わる短波長光源として最も実用化が近いと考えられているのが、AlGaInP系材料を用いた赤色可視光半導体レーザである。

このAlGaInP系レーザは、600nm程度までの短波長化が可能であるが、特性面から考えると、670nm帯までが実用に供し得るレベルにあり、実際、数mWクラスの低出力赤色可視光レーザはバーコードリーダの光源として、広く用いられるようになっている。

現在のAlGaInP系レーザは、He-Neガスレーザの代替を目指した630nmまでの短波長化及び670nm帯レーザの高出力化の二つに集約される。

この報告では、後者の高出力化に関する当社の開発現状を中心に述べる。具体的には、まず高出力化で基本となる数mWクラスの低出力可視光レーザの特性を簡単に紹介した後、光ディスクの記録用光源として必要な30mWクラスの高出力可視光レーザを実現するために新たに開発した多重量子障壁及びひずみ活性層形成技術について述べ、さらにこの技術を適用することにより、優れた高出力特性が実現できることを示す。

2. 低出力可視光レーザ

2.1 レーザ構造

図1に、低出力可視光レーザの構造を示す。このレーザは、3回の有機金属気相成長法 (Metal Organic Chemical Vapor Deposition: MOCVD) を用いて作製している。まず、1回目の結晶成長により、n型GaAs基板上に順次、n型

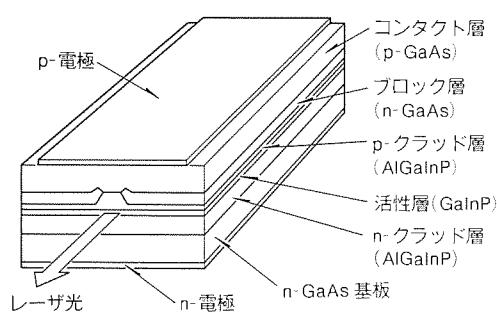


図1. 低出力可視光レーザの構造

AlGaInPクラッド層、GaInP活性層、p型AlGaInPクラッド層からなるダブルヘテロ構造を形成する。次に、化学エッティングによってリッジ状の導波路を形成した後、2回目の結晶成長でn型GaAs電流プロック層を、また3回目の結晶成長によってp型GaAsコンタクト層を形成する。なお、活性層厚は50~70nmとした。

このレーザは、n型GaAs電流プロック層により、電流を活性層に有効に集中させることができ、内部電流狭さく（窄）構造であり、基本横モード発振が可能である。

なお、このレーザ構造は後に述べる高出力レーザにおいても採用している。

また、この低出力レーザの共振器長は350μmであり、レーザ端面の反射率は前面を30%、裏面を60%とした。組立てでは、n側電極をヒートシンクにダイボンドする方法を採用している。

2.2 レーザ特性

表1に、低出力可視光レーザの基本特性をまとめて示した。レーザは35~40mAと非常に低いしきい値電流で、5mW

表1. 低出力可視光レーザの特性一覧

項目	標準値
しきい値電流 (mA)	35~40
動作電流 (mA)	40~45
動作電圧 (V)	2.2~2.4
発振波長 (nm)	675~678
ビーム広がり角 (°)	θ_{\parallel} 7~8 θ_{\perp} 30~34

注 CW, 3mW, $T_c=25^\circ\text{C}$

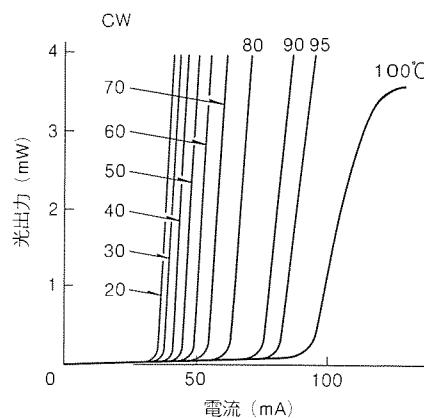


図2. 光出力-電流特性の温度依存性

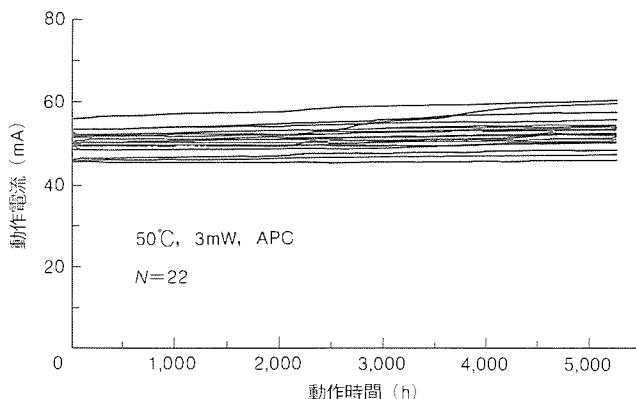


図3. 低出力可視光レーザの寿命試験結果

まで安定的に基本モード動作が行われていることを遠視野像の測定によって確認している。

また、このレーザは、図2に示すように100°Cまで3mW以上の光出力が得られ、低出力レーザとしては十分な温度特性をもっているといえる。

図3は、50°C、3mWにおける寿命試験結果を示す。既に、5,000時間以上安定に動作しており、実用上十分な信頼性をもつことが確認された。

これらの結果は、可視光レーザの高出力化を図る場合でも、基本的にレーザ構造や結晶品位に大きな問題がないことを示している。

3. 高出力可視光レーザ

3.1 高出力化における技術課題

AlGaInP材料系で従来のAlGaAs系に匹敵する良好な高出力特性を実現するためには、以下に述べるような幾つかの技術的な課題を解決する必要がある。

一般に半導体レーザを高出力動作させた場合、高い光密度によるレーザ共振器端面の溶融・破壊(Catastrophic Optical Damage: COD)を防ぐ最も簡便な方法として、活性層を薄膜化して端面のビーム面積を拡大することにより、光密度を低減してCODレベルを向上させる方法が採られる。しかし、活性層を薄膜化した場合、レーザのしきい値電流密度が上昇するという問題が生じる。これは光閉じ込め係数が小さくなること及び活性層に注入された電子のオーバフローが顕著になることによる。

オーバフローは、活性層とクラッド層の接合部のバンドギャップ差を大きくして電子の閉じ込め障壁を高くすることによって抑制できるが、この障壁高さは使用する材料によって上限が決まってしまう。特に可視光レーザの材料であるAlGaInP系では、AlGaAs等に比べて接合部のバンドギャップ差が小さいため、オーバフローが顕著になる⁽¹⁾。したがって、前章で述べた低出力可視光レーザの活性層を薄膜化するだけでは、優れた特性をもつ高出力レーザを得ることは

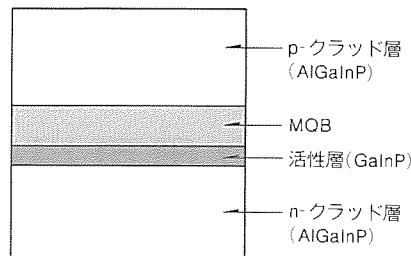


図4. 高出力可視光レーザの層構造

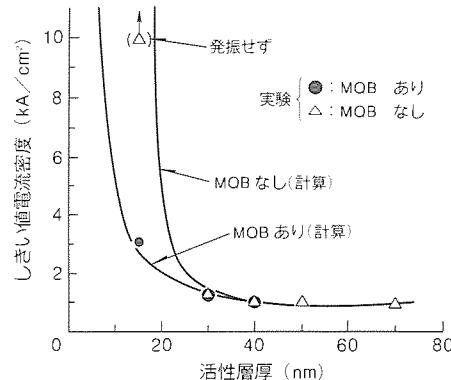


図5. 活性層厚としきい値電流密度との関係

困難である。

このようなオーバフローを抑制する方法として多重量子障壁(Multiquantum Barrier: MQB)が提案された⁽²⁾。最近、可視光レーザへのMQBの適用が検討され、温度特性の改善に効果があることが報告されており⁽³⁾⁽⁴⁾、MQBの実用性が明らかになってきている。

また一方では、GaInP活性層に圧縮ひずみを導入することによって生じる結晶のバンド構造変化を利用してしきい値電流の低減も検討されている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

当社では、高出力化のために活性層を薄膜化したAlGaInP系可視光レーザで、MQBとひずみ活性層の採用によって大幅な特性改善を図ることを検討した。以下では、これらの技術がレーザのしきい値電流密度低減に及ぼす効果及び実際に試作した横モード制御型高出力レーザの特性について説明する。

3.2 レーザ構造

図4に、ダブルヘテロ接合部の層構造を示す。MQBは、厚さ1nm程度のAlGaInP及びGaInPから構成された超格子構造であり、活性層に注入された電子のオーバフローを抑制するためにp型AlGaInPクラッド層とGaInP活性層との間に挿入してある。この構造は、電子波の反射率計算⁽⁷⁾⁽⁸⁾に基づき、電子に対する実効的なポテンシャル障壁がMQBのない場合に比べて約2倍になるように設計した。

3.3 MQBとひずみ活性層によるしきい値電流の低減

高出力化のために活性層を薄膜化した場合、キャリア、特に電子のオーバフローが生じやすいことは先に述べたが、このオーバフローをMQBにより、どの程度抑制できるかにつ

いて検討した。

図5に活性層厚としきい値電流密度の関係を、MQBがある場合とない場合について実験及び理論的に検討した結果を示す。なお、しきい値電流密度は、幅70 μm 、共振器長300 μm のメサストライプ構造を用いて評価した。

図5から明らかなように、活性層厚が30 nm程度まではしきい値電流密度はMQBの有無にかかわらずほぼ同じ値を取るが、20 nm程度まで薄膜化すると大きな相違が現れる。例えば、活性層厚が15 nmの場合、MQBがない場合にはレーザ発振が生じないのに対して、MQBの導入によって発振が可能となる。これらの結果は、特に活性層を薄膜化した場合にMQBによる電子のオーバフロー抑制効果が著しいことを示している。

このように活性層を薄膜化した場合にMQBを導入することでしきい値電流密度が低減されるが、その値は3 kA/cm²と大きく実用レベルではない。そこで、結晶成長時に活性層組成を $X > 0.5$ ($\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{P}$: $X = 0.5$ でGaAsに格子整合)とすることにより、活性層に圧縮ひずみを加えてしきい値電流密度を更に低減することを試みた。

一般に言われるように、圧縮ひずみ導入に伴うしきい値低減は、活性層へのひずみ応力が電子帯のバンド構造を変化させ、その結果正孔(ヘビーホール)の有効質量が減少してレーザ発振に必要なキャリア濃度が低減される(低いキャリア濃度で反転分布が生じる)ことに起因している⁽⁹⁾。

ここでは、ひずみ活性層とMQBの効果について検討した結果を示す。

図6は、一例として活性層厚=15 nmの場合について検討した結果である。なお、活性層への圧縮ひずみ量は+0.35% (GaInPとGaAs基板の格子定数の差)とした。

MQBもひずみ活性層もない場合には、レーザ発振が生じないのでに対し、MQBのみの導入によってレーザ発振が可能となる。ひずみ活性層のみの導入によってもレーザ発振が可能となり、また両者を同時に導入した場合には更に大幅なし

きい値電流密度の低減が図られることが分る。この例では、MQBとひずみ活性層を同時に導入することにより、1.2 kA/cm²と実用レベルの値が得られ、この技術が可視光レーザの高出力化に極めて有効であることが示された。

3.4 レーザ特性

この節では、MQBとひずみ活性層を用いた横モード制御型レーザの特性について述べる。

レーザ構造は、図1と同じ内部電流狭窄構造を採用している。また、この高出力レーザの共振器長は650 μm であり、レーザ端面の反射率は前面を13%、裏面を90%とした。また、放熱性を上げるために、p側電極をヒートシンクにダイボンドして組み立てている。

図7に室温における最大光出力を示す。CODレベルとして100 mWが得られており、活性層薄膜化の効果が十分に現れている。

図8は光出力・電流特性の温度依存性である。室温ではしきい値電流が~50 mAで、90°Cでは40 mA以上の光出力を得ることが可能である。105°Cの高温においても、20 mA以上の光出力が得られた。ここではデータを示していないが、MQB又はひずみ活性層いずれか一方だけでは最大発振温度は50~60°Cと低く、このような良好な特性は得られなかつた。このことは、MQBとひずみ活性層を同時に導入することが高温での高出力特性改善に極めて有効であることを示している。

図9にしきい値電流の温度依存性を示す。60°C以下の温度領域で108 K、60°C以上で62 Kと良好な特性温度が得られている。

図10に室温での遠視野像の光出力依存性を示す。遠視野像は50 mWまで単峰であり、安定な基本モード動作が得られている。また、活性層に対する水平方向及び垂直方向の半値全角は $\theta_{\parallel} = 9^\circ$ 、 $\theta_{\perp} = 22^\circ$ (アスペクト比=2.4) が得られた。また、発振波長は、25 °C、30 mWで677 nmであった。

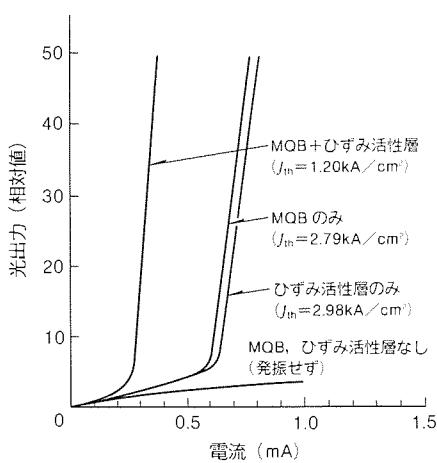


図6. MQBとひずみ活性層のしきい値電流密度に及ぼす効果

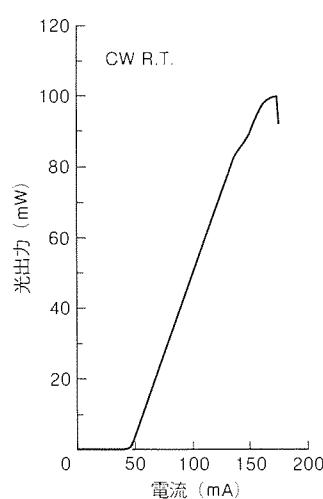


図7. 最大光出力

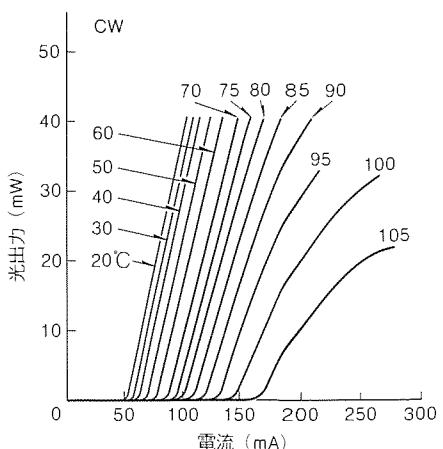


図8. 光出力-電流特性の温度依存性

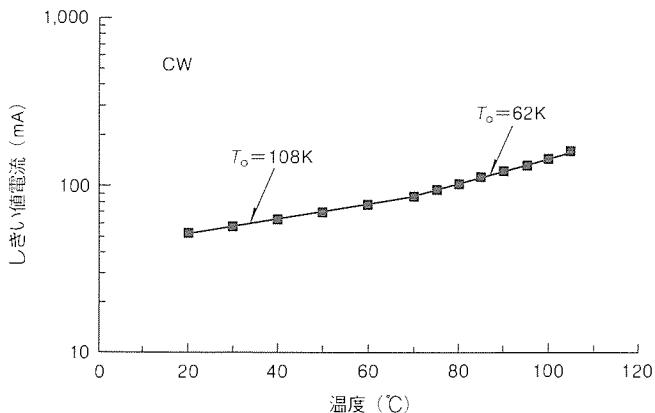


図9. しきい値電流の温度依存性

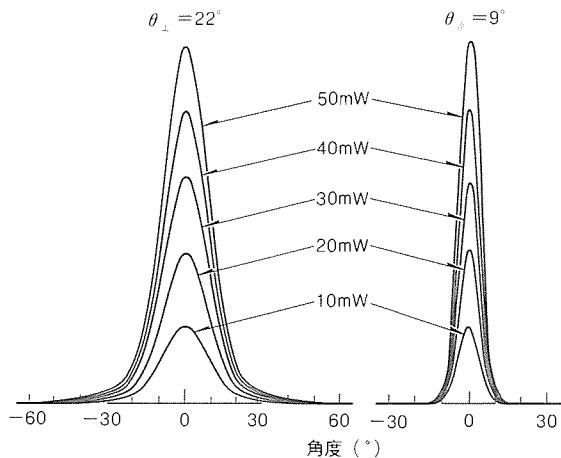


図10. 遠視野像の光出力依存性

図11は、40°C及び50°C、30mWにおける寿命試験結果である。500時間以上の安定動作が得られており、MQB、ひずみ活性層導入に伴う初期劣化は認められない。

4. む す び

次世代高密度光ディスク用光源として開発を進めている、AlGaInP系赤色可視光レーザの特性を紹介した。

まず、低出力可視光レーザでは、5,000時間以上安定して動作しており、実用上問題のないことが確認された。

また、光ディスク記録用光源に必要な高出力化の要素技術として、MQBとひずみ活性層の適用を検討した。

この結果、活性層を20nm程度まで薄膜化した場合の電子のオーバーフローがMQBによって抑制されること、またその状態で活性層に圧縮ひずみを加えることにより、更にしきい値電流密度が低減されることを初めて示した。

さらに、この二つの要素技術を組み合わせて試作した横モード制御型高出力可視光レーザにおいて、室温で50mWまでの基本モード動作、また90°Cにおいても40mW以上の光出力が可能であるなど優れた特性を実現することができた。

これらの諸特性は、次世代高密度光ディスク装置の光源に必要な基本性能を満足しているものと考えられる。

参 考 文 献

- 1) Itaya, K., Ishikawa, M., Shiozawa, H., Suzuki, M., Sugawara, H., Hatakoshi, G. : High-Temperature Operation of 630 nm Band InGaAlP Visible Light Laser Diodes, Extended Abstracts of the 22th (1990 International) Conf. on Solid State Devices and Materials, 565~568 (1990)
- 2) Iga, K., Uenohara, H., Koyama, F. : Electron Reflectance of Multiquantum Barrier, Electron. Lett., 22, 1008~1010 (1986)
- 3) Kishino, K., Kikuchi, A., Kaneko, Y., Nomura, I. : Enhanced Carrier Confinement Effect by the Multi-

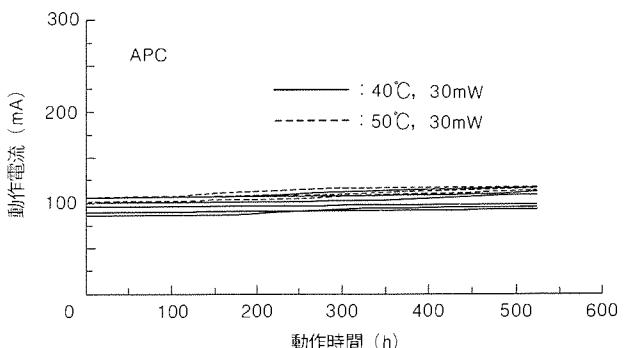


図11. 高出力可視光レーザの寿命試験結果

quantum Barrier in 660 nm GaInP / AlInP Visible Lasers, Appl. Phys. Lett., 58, 1822~1824 (1991)

- (4) Rennie, J., Watanabe, M., Okajima, M., Hatakoshi, G. : Electron. Lett., 28, 150~151 (1992)
- (5) Nitta, K., Itaya, K., Nishikawa, Y., Ishikawa, M., Okajima, M., Hatakoshi, G. : High -Power (106 mW) CW Operation of Transverse-Mode Stabilised InAlGaP Laser Diodes with Strained In_{0.62}Ga_{0.38}P Active Layer : Electron. Lett., 27, 1660~1661 (1991)
- (6) Katsuyama, T., Yoshida, I., Shinkai, J., Hashimoto, J., Hayashi, H. : Very Low Threshold Current AlGaInP / Ga_xIn_{1-x}P Strained Single Quantum Well Visible Laser Diode, Electron. Lett., 26, 1375~1377 (1990)
- (7) 植之原裕行, 伊賀健一, 小山二三夫 : 多重量子障壁 (MQB) の電子反射率と漏れ電流に関する解析, 信学会論文誌C, J70-C, 851~857 (1987)
- (8) Takagi, T., Koyama, F., Iga, K. : Design and Photoluminescence Study on a Multiquantum Barrier, IEEE J. Quantum. Electron., 27, 1511~1519 (1991)
- (9) Yablonobitch, E., Kane, E. O. : Reduction of Lasing Threshold Current Density by the Lowering of Valence Band Effective Mass, J. Lightwave Technol., LT-4, 504~506 (1986)

量子効果デバイス用材料技術

早藤紀生*
大倉裕二**

1. まえがき

電子のドブロイ(de Broglie)波長(代表的なIII-V族半導体であるGaAsでは約10 nmである)よりも寸法の小さい構造では、量子力学的な効果によってバンド構造を任意に変化させることができる。このバンド構造の変化を有効に利用したデバイスは量子効果デバイスと呼ばれており、特性の飛躍的な向上や従来にはない新しい機能を産み出すデバイスとして注目されている。

量子効果デバイスの研究は、1969年のEsakiとTsuによる超格子に関する論文⁽¹⁾に端を発している。この超格子の概念は、1980年のHEMT⁽²⁾や1982年の量子井戸レーザ⁽³⁾等の量子効果デバイスの実用化に結びついた。最近では、超格子にひずみを導入してバンド構造の設計自由度を高める研究も盛んである⁽⁴⁾。量子効果デバイス用材料技術の開発は、上記の実用化段階にあるデバイスの性能向上及び光変調器、光スイッチ、光メモリ等に代表される新機能素子の開拓、という二つの局面で進んでいる。量子効果デバイスの実用化のためには、量子効果確認の段階から量子効果制御の段階への材料技術の向上が要求される。すなわち、材料技術の課題は、原子層レベルの厚み制御及びヘテロ界面と組成の精密制御にある。

この論文では、実用段階にさしかかったAlGaAs系量子井戸レーザ用結晶成長技術及び新しい機能である多重量子バリアの電子波干渉効果を利用したAlGaInP系レーザ用結晶成長技術について報告する。

2. 量子井戸レーザ用結晶成長技術

この章では、量子井戸のAlGaAs系高出力レーザへの適用とその均一性⁽⁵⁾について述べる。

2.1 界面制御性と均一性の評価

半導体レーザにおける主要な特性や信頼性は、結晶成長工程に大きく支配される。MOCVD (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition, 有機金属気相成長) 法は、パレル型サセプタの採用によって、大面積又は多数枚のウェーハ上に均一性に優れたエピタキシャル(Epitaxial)層を成長させるこ

とが可能であり、量産性に富んだ結晶成長法である。この技術を量子効果デバイス作製に適用するためには、多数枚型成長に厚み制御性と均一性とを付加させる必要がある。

図1に量子井戸構造の成長に用いた多数枚型MOCVD装置を示す。この装置では、2インチウェーハはガス流方向に3段、円周方向に12面の計36枚、また3インチウェーハはガス流方向に2段、円周方向に10面の計20枚の同時成長が可能である。

まず、エピタキシャル成長層の界面制御性及び均一性の向上について検討した結果について述べる。成長は750 °C, 170 mbarで行った。H₂キャリアガス流量を60 L/minと大きくすることによって成長速度の均一性向上を図るとともに、炉内に設置した加熱用赤外線ランプの均熱領域の拡大、外壁の空冷化等の改造によって組成と不純物濃度の均一性向上を図った。図2(a)及び(b)に1~20 nmの井戸層をもつAl_{0.09}Ga_{0.91}As/Al_{0.48}Ga_{0.52}As単一量子井戸構造の4.2 Kにおけるフォトルミネッセンス(Photoluminescence: PL)スペクトルとPLピーク波長の井戸幅依存性とを示す。PLピー

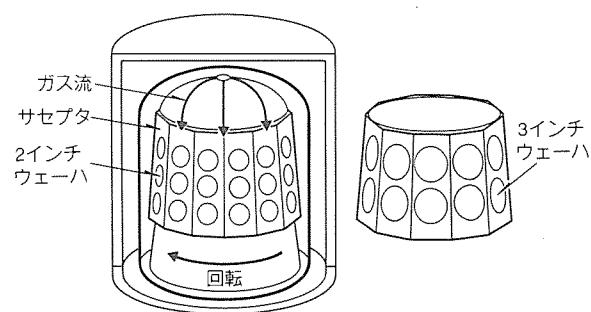


図1. 多数枚型 MOCVD 装置

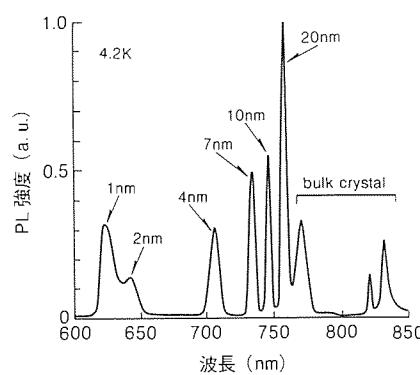


図2. (a) AlGaAs/AlGaAs 単一量子井戸構造の PL スペクトル

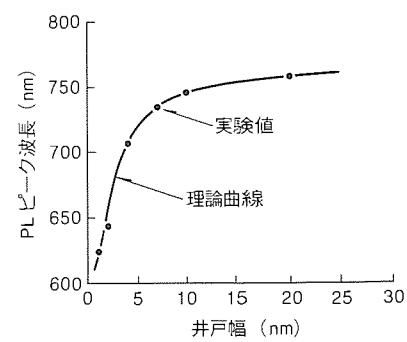


図2. (b) PL ピーク波長の井戸幅依存性

ク波長は1 nmの薄層まで理論曲線と一致しており、十分な界面制御性をもっていることが分かる。成長速度及び組成の均一性については、単層のAl_{0.48}Ga_{0.52}As層を成長して各々のガス流方向分布及び円周方向分布を測定することによって評価した。成長速度はエピタキシャルウェーハの断面SEM (Scanning Electron Microscope) 観察、組成は室温PL測定によって求めた。成長速度及び組成のばらつきは、2インチウェーハ3段のガス流方向については各々±4%及び±1%以内であり、円周方向12面に対しては各々±5%及び±1%以内と良好であった。以上の結果から、サセプタ全領域で量子井戸構造の各層の厚みを±1 nm以内に、また組成を±0.005以内に制御できることが分かる。

2.2 量子井戸レーザの試作

図3に今回検討した量子井戸レーザ用エピタキシャルウェーハの断面構造を示す。この構造は、活性領域を形成する1回目の成長の後、Si₃N₄膜をマスクとしてウェットエッチングによってリッジを形成し、2回目の選択埋込み成長で電流阻止領域を形成し、Si₃N₄膜除去後の3回目の成長でコンタクト領域を形成することで得られる。活性層には、電子の閉じ込め効果を高めて高出力化を図るために、従来のダブルヘテロ(Double Hetero: DH)構造に換えて三重量子井戸(Triple Quantum Well: TQW)構造を採用している。

まず、ウェーハ面内のエピタキシャル層品質とその均一性を検討するために、ガス流方向2段に設置した3インチウェーハ2枚の活性領域成長層を用いてストライプ幅70 μmのプロードエリアメサ型レーザを作製し、しきい電流密度の分

布を調べた。図4に示すように、最上部から約2.5 cmの領域を除いて、平均値は0.7 kA/cm²と小さく、ばらつきも±3.2%と小さいことから良好なエピタキシャル層が広範囲にわたって形成されていることが分かる。

次に、このウェーハを用いてリッジ埋込み型高出力レーザ(図3)を試作した。前面反射率は4%，後面反射率は90%，共振器長は350 μmとした。TQW構造の均一性を評価するために、結晶成長以外のプロセスには依存しない発振波長と垂直横モードのビーム放射角のサセプタ円周方向の分布を調べた。測定は、サセプタ円周方向に配置した9枚の2インチウェーハから無作為に抽出した50チップ/枚、計450チップにつき行った。図5(a)と(b)に結果を示す。各々の平均値は785 nm及び27°、ばらつきは各々±3 nm及び±1°と良好で、TQW構造が均一性良く作製されていることが分かる。

3. 超薄膜制御による多重量子バリアの作製

この章では多重量子バリア(Multi-Quantum Barrier: MQB)による電子波干渉効果及びその可視光レーザへの適用による特性改善について述べる⁽⁶⁾。

3.1 MQBの原理

MQBは、超格子の各界面で反射された電子波を干渉させることによって超格子に入射した電子に対して仮想的なバリアを形成して、キャリアの閉じ込め効果を向上させるものである。図6にMQBの概念を示す。図中で左側から入射した電子は、そのエネルギーがバリアのエネルギーU₀以上のものであっても、量子力学的に考えると、各バリアの境界ではある割合で反射される。もし、各境界で反射された電子波が干渉して強め合うように井戸層とバリア層の厚さを設定する

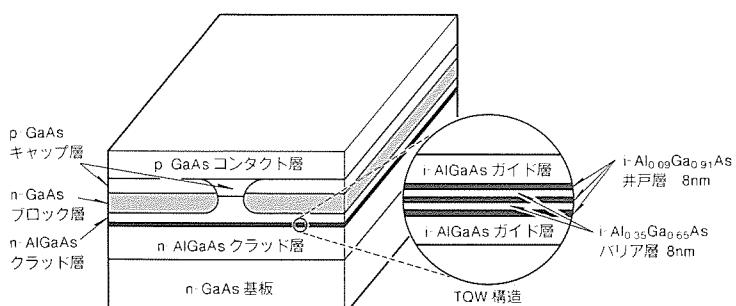


図3. 量子井戸レーザ用エピタキシャルウェーハの断面構造

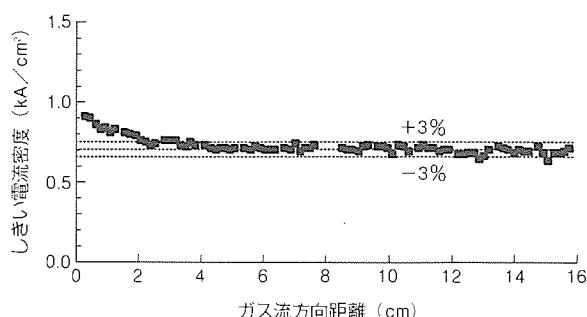
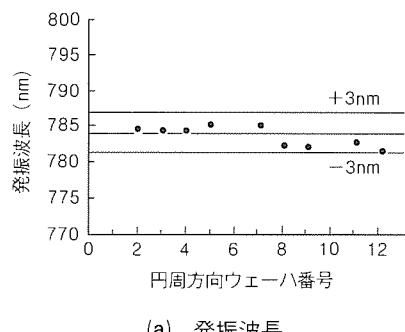
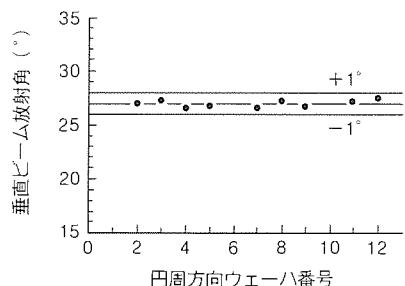


図4. プロードエリアメサ型レーザの

しきい電流密度のガス流方向分布



(a) 発振波長



(b) 垂直横モードのビーム放射角

図5. リッジ埋込み型レーザの特性の円周方向分布

ことができれば、入射電子は U_0 よりも高いエネルギー U_e をもつ仮想的なバリアに対面することになり、大きな反射率を得ることができる⁽⁷⁾。

実験では第1番目のバリア層として、80原子層厚の $(Al_{0.7}Ga_{0.3})_{0.5}In_{0.5}P$ を形成することによって電子のトンネリングによる漏れを防ぐとともに、 $Ga_{0.5}In_{0.5}P$ からなる4原子層厚の井戸層及び $(Al_{0.7}Ga_{0.3})_{0.5}In_{0.5}P$ からなる6原子層厚のバリア層を10対形成して電子反射率を高めた。また、活性層は $Ga_{0.5}In_{0.5}P$ とした。このようなMQB構造についてEsakiとTsuの手法⁽⁸⁾を用いて計算した電子波反射率を図7に示す。電子波反射率は、入射電子のエネルギーがポテンシャルバリアの2倍程度になるまで1に保たれており、仮想的なバリアが形成されていることが分かる。

3.2 MQB構造作製結晶成長技術

MQBの作製には原子層オーダーの界面急しゅん(峻)性をもつ厚み制御が必要である。この節では、MOCVD法による薄膜制御性について述べる。急峻な界面の形成にはウェーハに供給される原料の急速な切替えが必ず(須)あるため、炉内にガス誘導路を設けてガス流領域を制限するとともにガス流速を高める工夫を施した。また、ガス誘導路の形状を最適化することによって対流をできる限り防止した。さらに、圧力変動の影響を抑えるために放射状のガス吹出し口の採用やガス空流し系の設置によって、ヘテロ界面での変成層の形成を防止した。成長は675°C、200mbarの条件で行い、ガス流速は40cm/sとした。

図8はこの装置を用いて作製した0.5~20nmの井戸層をもつ $(Al_{0.7}Ga_{0.3})_{0.5}In_{0.5}P/Ga_{0.5}In_{0.5}P$ 単一量子井戸構

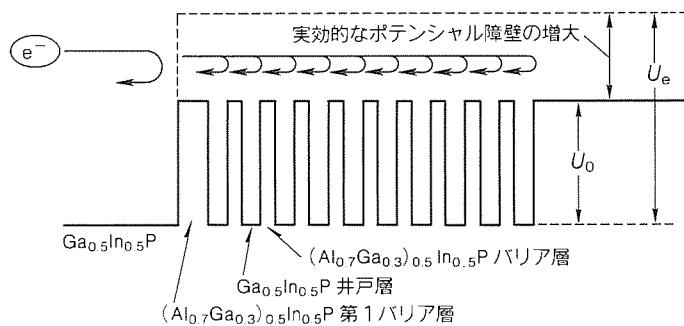


図6. MQBの概念

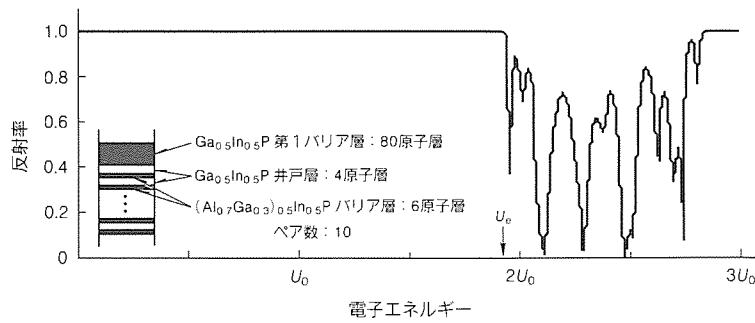


図7. MQB構造における電子反射率の計算例

造の断面TEM(Transmission Electron Microscope)像である。約2原子層厚に相当する0.5nmの井戸層まで良好に形成されていることが分かる。図9に单一量子井戸構造の4.2KにおけるPLスペクトルを示す。約2原子層厚に相当する0.5nmの井戸からの発光と1nmの井戸からの発光とがきれいに分離している。さらに、PLピーク波長が0.5nmの井戸層まで理論曲線と一致していることも確認されており、界面変成層のない良質の量子井戸が形成されていることが分かる。

3.3 MQBによる電子波干渉効果の検証

材料としてAlGaInP系を選んだ。この材料は0.67μm帯可視光レーザに用いられているが、伝導帯のポテンシャルバリアを高くできないために活性層に注入された電子がポテンシャルバリアを越えて流れてしまい、活性層に有効に閉じ込められない(オーバフロー)、という材料特有の問題を抱えている。これは、伝導帯のバンド不連続量 ΔE_C がバンドギャップ差 ΔE_g の0.43倍と小さいこと、p型クラッド層のキャリア濃度が $1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ で飽和してそれ以上高くできないこと、p型クラッド層のAl組成を大きくすると結晶品質が劣化してしまうこと、等に起因している。MQBは前述のように電子のオーバフローを抑制する有効な手段であり、AlGaInP系材料はMQBの電子閉じ込め効果を実験的に検証するのに適した材料であるといえる。図10に今回検討した可視光プロードエリメサ型レーザ用エピタキシャルウェーハの断面構造を示す。ストライプ幅は70μmである。図7に示した電子波反射率の計算に用いたものと同じMQB構造を活性層とp型クラッド層の間に導入してある。

図11にしきい電流密度と活性層厚の関係を示す。活性層を15nmと薄くした場合、MQBを導入したレーザは 3 kA/cm^2 で発振したが、MQBを導入しないレーザでは発振が観測されなかった。しきい電流密度の活性層厚依存性は注入キャリア(電子)のオーバフローを考慮することによって説明される。MQBを導入しない場合には、伝導帯でのポテンシ

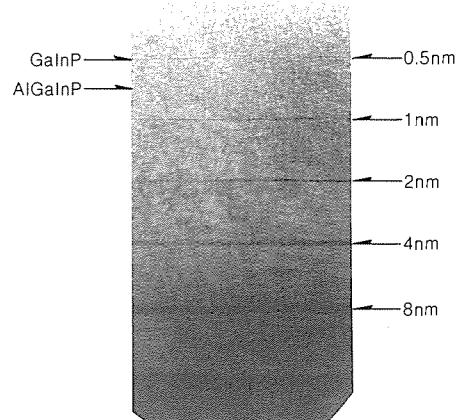


図8. AlGaInP/GaInP 単一量子井戸構造の断面TEM像

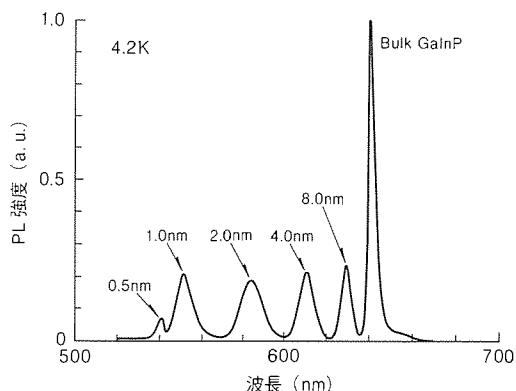


図9. AlGaInP/GaInP 単一量子井戸構造のPLスペクトル

ヤルバリアを $Ge_{0.5}In_{0.5}P / (Al_{0.7}Ga_{0.3})_{0.5}In_{0.5}P$ ヘテロ接合でのバンド不連続量に相当する 157 meV とすることことで理論曲線とよく一致する。MQB を導入した場合には、ポテンシャルバリアを MQB を導入しない場合の 2 倍の 314 meV とすることで理論曲線と一致することから、電子波干渉効果によって仮想的なポテンシャルバリアが形成されていると判断される。この結果は、原子層オーダーの界面急峻性をもつ MQB 構造が形成されていることを示すとともに、室温においても電子波の干渉が生じることを示すものである。

4. むすび

量子効果デバイスの開発は、HEMT や量子井戸レーザ等実用化段階にあるデバイスの性能向上及び新しい機能素子の開拓という二つの局面で進んでいる。この論文では、各々の展開における例として、AlGaAs 系量子井戸の多数枚 MOCVD 成長技術、AlGaInP 系多重量子バリアの形成とその電子波干渉効果及びそれらのレーザへの適用について検討し、半導体レーザ、特に可視光レーザの大幅な性能向上に極めて有効であることを示した。

この論文で述べた半導体レーザの性能向上のみならず光変調器、光スイッチ等の実現に向けて、ひずみ超格子による有効質量低減効果⁽⁴⁾や量子閉じ込めシュタルク (Stark) 効果等の新たな量子現象の基礎検討が進んでいる。今後、これらデバイスの高性能化や新機能の実現には、単原子層の精密制御、微細領域への選択成長技術、ミスマッチ系ヘテロエピタキシャル成長技術等の材料技術の更なる開発が不可欠である。

参考文献

- Esaki, L., Tsu, R. : Supperlattice and Negative Conductivity in Semiconductors, IBM Research Note, RC-2418 (1969)
- Mimura, T., Hiyamizu, S., Fujii, T., Nanbu, K. : A New Field-Effect Transistor with Selectively Doped GaAs / $n-Al_xGa_{1-x}As$ Heterojunctions, Japanese J. Appl. Phys., 19, L225-L227 (1980)
- Tsang, W. T. : Extremely Low Threshold (AlGa) As Graded-Index Waveguide Separate-Confinement Heterostructure Lasers Grown by Molecular Beam Epitaxy, Appl. Phys. Lett., 40, 217 (1982)
- Yablonovitch, E., Kane, E. O. : Band Structure Engineering of Semiconductor Lasers for Optical Communications, J. Lightwave Tech., 6, 1292 (1988)
- Miyashita, M., Hayafuji, N., Kageyama, S., Karakida, S., Kizuki, H., Shima, A., Kadokawa, T., Mihashi, Y., Murotani, M. : Large-Scale MOVPE Growth of AlGaAs MQW High-Power Lasers, (to be published in J. Crystal Growth)
- Motoda, M., Kadoiwa, K., Kimura, T., Nishimura, T., Uesugi, F., Kamizato, T., Arimoto, S., Tsugami, M., Mizuguchi, K. : Characteristics of 680 nm -Visible Laser Diode with MQB Grown by MOCVD, Technical Digest of 1991 International Electron Devices Meeting, Washington, DC, USA, 623 (1991)
- 植之原裕行, 伊賀健一, 小山二三夫: 多重量子障壁 (MQB) の電子波反射率と漏れ電流に関する解析, 電子情報通信学会論文誌, C, J70-C, 851 (1987)
- Tsu, R., Esaki, L. : Tunneling in a Finite Superlattice, Appl. Phys. Lett., 22, 562 (1973)

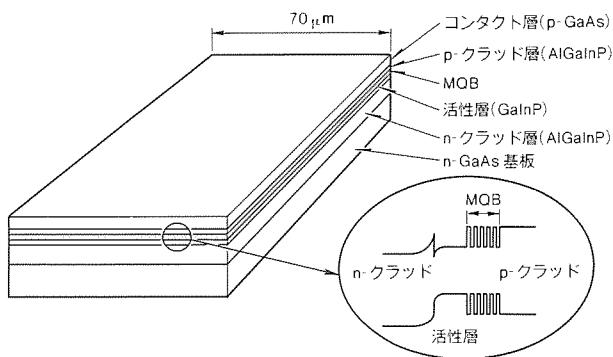


図10. 可視光レーザ用エピタキシャルウェーハの断面構造

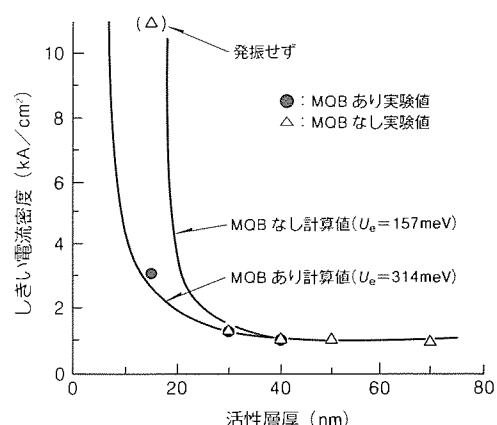


図11. しきい電流密度と活性層厚の関係

BS コンバータ用超低雑音 HEMT

細木健治* 服部亮*
中野博文* 加藤隆之*
巳浪裕之*

1. まえがき

1984年の試験放送開始以来、我が国における衛星放送(BS)は着実に進展を遂げ、1987年ごろからは年間100万世帯以上のペースで急速に普及してきているが、これには受信アンテナの小型化と低価格化が重要な役割を果たしてきた。

図1に衛星放送システムの概要を示す。BS放送電波は、赤道上約3.6万kmにある放送衛星から送られてくるため、地上放送波に比べて微弱な上に、周波数が約12GHzとはるかに高いマイクロ波である。BSコンバータは受信アンテナで集められたマイクロ波信号を增幅して、BSチューナーで扱う約1GHzの中間周波信号に変換する。受信画像の質を低下させずにBSアンテナを小型化するには、コンバータで発生する雑音を極力低減する必要があり、このためにマイクロ波増幅部の低雑音化が要求される。

コンバータのマイクロ波増幅回路は、必要な増幅率(コンバータ全体で約50dB)を得るために多段構成が採られる。一般にn段FET増幅回路の雑音指数(F)は式(1)で与えられる。

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad \dots \dots \dots (1)$$

通常、初段トランジスタの利得(G_1)は10dB以上あるため、二段目以降のトランジスタの雑音指数(F_2, \dots)は重要ではなく、増幅回路全体の雑音指数は初段の雑音指数(F_1)でほぼ決定される。したがって、初段にはできるだけ雑音の

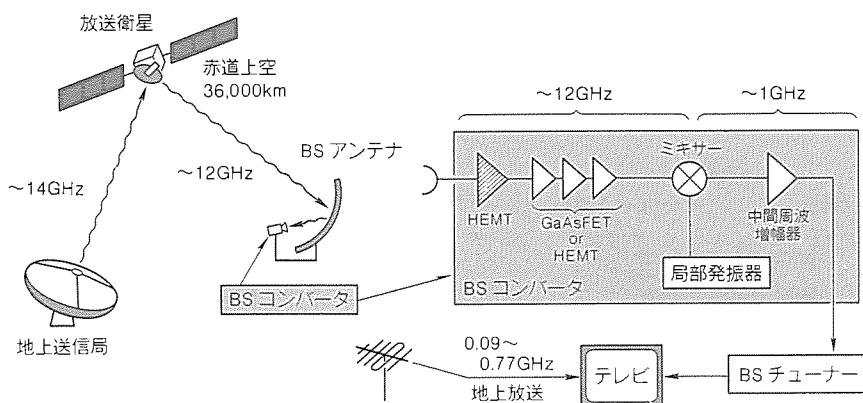


図1. 衛星放送システムとBSコンバータ

低い素子を用いる必要がある。初段トランジスタとして衛星放送普及の初期にはGaAsFET(Field-Effect Transistor: 電界効果型トランジスタ)が用いられていて、口径が75cm程度のアンテナが必要であったが、最近では、より低雑音性に優れたHEMT(High Electron Mobility Transistor: 高電子移動度トランジスタ)が専ら用いられており、アンテナも大幅に小型化された。しかし、今なおHEMTの低雑音化がアンテナの小型化、受信画像の鮮明度向上のかぎ(鍵)を握っており、例えば直径35cm程度のBSアンテナを実現するためには、12GHzにおける雑音指数が0.6dB以下のHEMTが必要になる。

また、最近、通信衛星を利用したCS放送の直接受信が話題になっており、受信システムの商品化も始まっているが、衛星の出力がBS放送に比べて小さいため、更に高性能なHEMTの実現が求められる。

この論文では、HEMTの動作原理と低雑音化の指針について概説した後、当社で開発した世界最高レベルの低雑音性能をもつ衛星放送受信用HEMTに関して述べる。

2. HEMTとその低雑音化

HEMTは一種のFETであるが、異種半導体の接合(ヘテロ接合)によってもたらされる新しい効果を利用しているという点で、従来のGaAsMES(Metal Semiconductor)FETとは異なっている。優れた高速動作性能・低雑音性能を実現できる能力を秘めているために、1980年に初めて基本動作が確認されて以来⁽¹⁾、各社とも開発に注力しており、製造に必要なMBE(Molecular Beam Epitaxy)法又はMOCVD

(Metal-Organic Chemical Vapor Deposition)法等の精密薄膜エピタキシャル結晶成長技術や電子ビーム(EB)直接描画法による微細ゲート形成技術が急速に進展を遂げた結果、高性能化とともに低価格化が実現されてきている。

図2にHEMTの模式的なエネルギーバンド図をGaAs MESFETと比較して示し、両者の動作原理の相違を簡単に説明する。GaAsFETの場

合、電子を発生させるドナー型不純物(Si)をドーピングして表面近傍をn型とすることによって、図のようなポテンシャルの谷を形成し、この中を走行する電子をゲート電極に印加する信号によって変調する。しかし、この谷の中には電子の走行を妨げる不純物が存在するため、電子の移動度はある程度以上高くできない。

これに対してHEMTの場合、GaAsとこれよりも電子親和力が小さい、n型ドーピングしたAlGaAsとを接合することによって、界面のGaAs側に生じたポテンシャルの谷に二次元電子ガス(2DEG)と呼ばれる非常に薄い(>10nm)導電層が形成される。電子は不純物のないGaAs層を走行するため、GaAsMESFETに比べて電子走行速度が高くなり、性能向上が期待できる。最近では、AlGaAs/GaAsよりも電子走行速度が大きいAlGaAs/InGaAsヘテロ接合界面を利用したHEMTが主流となっている。

HEMTの最小雑音指数(F_{min})を低減する方法は、GaAsFETTに関して半経験的に導かれ、HEMTについても良い近似を与える式(2)⁽²⁾に基づいて考えることが簡便である。

$$F_{min} = 10 \log \left(1 + 2\pi \cdot C_{gs} \cdot f \cdot K_f \cdot \sqrt{\frac{R_s + R_g}{gm}} \right) \text{ (dB)} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \dots (2)$$

$$gm \propto \frac{\mu}{L_g}$$

ここで、 C_{gs} ：ソースゲート間容量

f ：周波数

K_f ：フィッティングファクター

R_s ：ソース抵抗

R_g ：ゲート抵抗

gm ：相互コンダクタンス

μ ：電子移動度

L_g ：ゲート長

式(2)から、最小雑音指数を低減するためには gm の向上と C_{gs} 、 R_s 、 R_g の低減が重要であることが分かる。 gm はInGaAsのような高電子移動度エピタキシャル層の採用とゲート長の短縮によって増大することができる。また、 C_{gs} はゲート長に比例するため、高性能化を図る上でゲート長の短縮が不可欠である。

図3に最小雑音指数のゲート

長依存性を計算した例を示す。

各曲線はそれぞれ R_g がゲート長に依存せず、0.6Ωから20Ωで一定であると仮定して計算したものである。ゲート長の短縮によって C_{gs} が減少するため、雑音指数は低減される。また、 R_g の低減も雑音指数の改善に大きく寄与するが、その効果は1Ω以下ではあまり大きくな。

これは、 R_s が数Ωあるためである。この図から、ゲート長0.2μm、 R_g 1Ω以下で雑音指数0.5dBが実現できることが予想される。しかしながら、単純にゲート長を短縮するとゲート電極の断面積が減少して R_g が増大してしまうために、期待どおりに雑音指数を低減できない。図中○印は従来のゲート構造について各ゲート長における現実的なゲート抵抗を当ては(嵌)めて計算した雑音指数を示しており、ゲート長を0.3μm以下に短縮しても雑音指数の改善が望めないことが分かる。この問題を解決するためには、ゲート長を0.2μmまで短縮すると同時に、 R_g を1Ω以下に低減しなければならない。これを実現するには、ゲート電極のT型(マッシュルーム型)化が不可欠である。

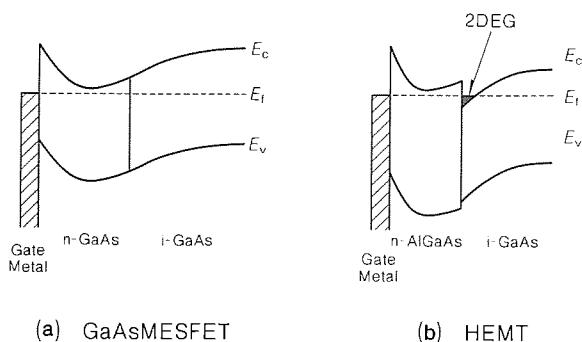


図2. GaAsMESFETとHEMTのエネルギー-band構造

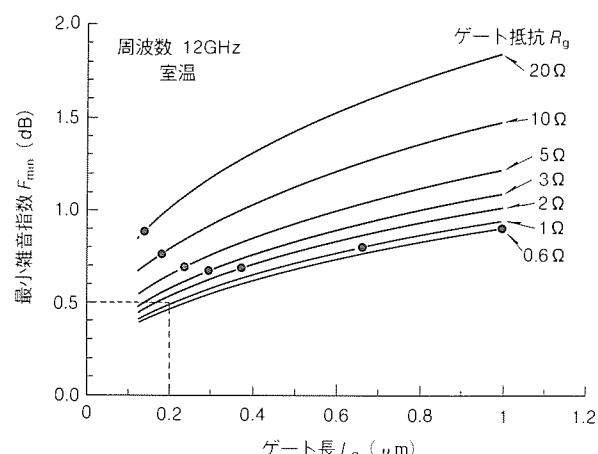


図3. 雜音指数のゲート長依存性

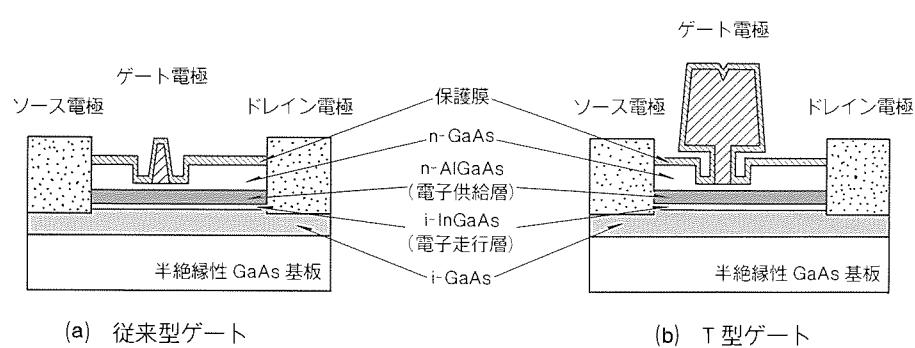


図4. 従来型及びT型ゲートHEMTの断面模式

3. 超低雑音 T型ゲート HEMT

図4にT型ゲートHEMTの断面模式を従来のものと比較して示す。従来型はゲート電極の断面が三角形状になっているのに対して、T型ゲートではT字型状になっている。ゲートのT型化によってゲート長を微細化した場合でも、 R_g は十分低くできる。ゲート長0.2 μmの場合を考えると、従来型ゲートでは R_g が7 Ω程度であるのに対して、上部電極を1 μmとしたT型ゲートでは0.6 Ωと1けた以上低減できる。この差は雑音指数に0.2 dB近い差を与えることが図3から予想される。

これを実現するために、当社では量産化が容易なT型ゲートの新しい形成技術を開発した⁽³⁾。図5のプロセスフローについて、以下工程順に説明する。

(A) ソース及びドレイン電極を形成したHEMTウェーハ上に、電子ビームに感度のあるレジスト膜と紫外光に感度のあるレジスト膜を順次塗布形成する。このとき、上下層レジストが互いに混ざり合わないよう、レジスト材料の組合せと処

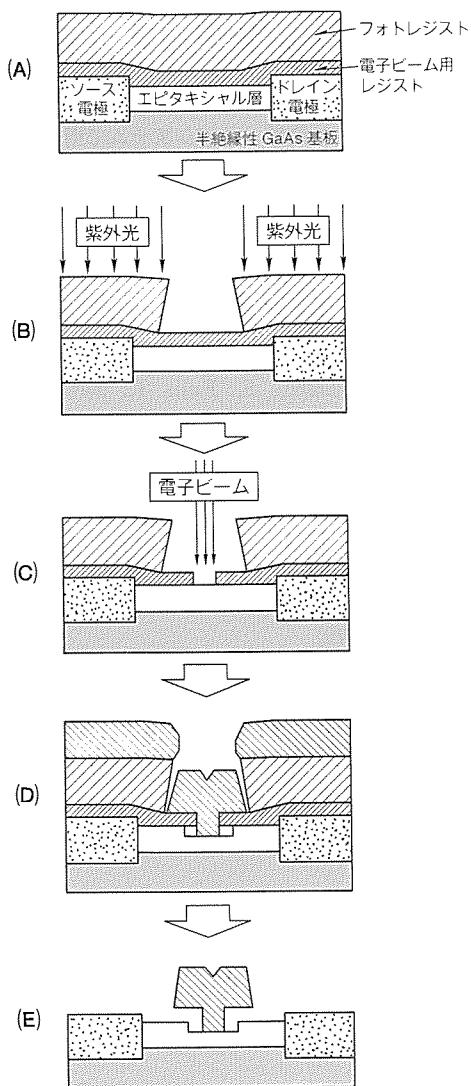


図5. T型ゲートHEMTのプロセスフロー

理方法について最適化している。

(B) 上層レジストを通常の紫外線露光(縮小投影露光)で露光し、現像することによって、T型ゲートの頭の部分に相当する大面積の部分が形成される。上層レジストにはイメージリバーサルレジストと呼ばれる材料を採用して、後のリフトオフ法に最適な逆テープ形状が容易に得られるようにしてある。

(C) 露出した下層レジストに電子ビームで0.2 μmの微細パターンを描画し現像すると、T字型に抜けたレジストパターンが形成される。

(D) このようにして形成されたレジストパターンをマスクとして、まずエピタキシャル層の一部をエッチングによって掘り込む。続いてゲート電極を構成するための金属を真空蒸着法で堆積する。

(E) ウェーハをレジストはく(剝)離液に浸して上下層レジストを除去すると、レジスト上に堆積していた金属膜が除去され、T型ゲート電極のみが残る(リフトオフ法)。この後、半導体表面を保護するために絶縁膜を堆積する。

以上説明したようにこのプロセスでは、大面積の上部電極パターンを生産性の高い光学露光で形成し、処理に時間がかかる電子ビーム露光を微細な下部パターンの形成のみに使用するので、従来から採用されている多くのプロセスが両者を電子ビームで露光していたのと比べてはるかに高い生産性が得られ、さらに上下レジストの形状を再現性良く制御できるので、高い製造歩留りが期待できる。図6にT型ゲートHE

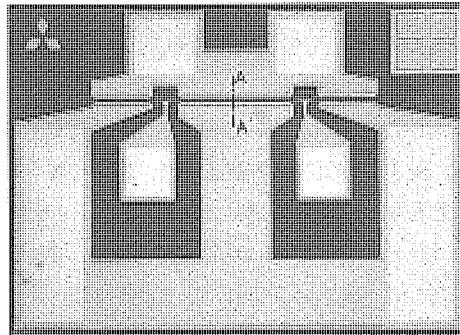


図6. T型ゲートHEMTのチップ写真

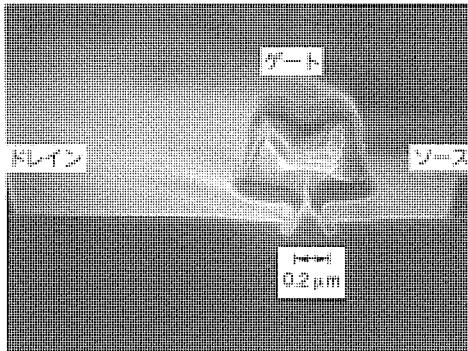


図7. T型ゲート電極の断面A-A'の電子顕微鏡写真

表1. T型ゲートHEMT製品の電気特性規格(使用温度:25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit	
			Min	Typ	Max		
$V_{(BR)GDO}$	Gate to drain breakdown voltage	$I_G = -100 \mu A$	-3	—	—	V	
$V_{(BR)GSO}$	Gate to source breakdown voltage	$I_G = -100 \mu A$	-3	—	—	V	
I_{GSS}	Gate to source leakage current	$V_{GS} = -2V, V_{DS} = 0V$	—	—	50	μA	
I_{DSS}	Saturated drain current	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 2V$	10	20	60	mA	
$V_{GS(\text{off})}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS} = 2V, I_D = 500 \mu A$	-0.1	—	-1.5	V	
g_m	Transconductance	$V_{DS} = 2V, I_D = 10mA$	40	60	—	ms	
G_s	Associated gain		9.5	11.5	—	dB	
NF_{\min}	Minimum noise figure	$V_{DS} = 2V, I_D = 10mA, f = 12GHz$	MGF4916D	—	0.75	0.80	dB
			MGF4917D	—	0.65	0.70	dB
			MGF4918D	—	0.55	0.60	dB
$R_{th(\text{ch-a})}$	Thermal resistance*	ΔV_f method	—	—	625	°C/W	

注 * Channel to ambient

表2. T型ゲートHEMT製品の雑音パラメータ

f (GHz)	Γ_{opt}		R_n (Ω)	NF_{\min} (dB)			G_s (dB)
	Magn	Angle (°)		MGF4916D	MGF4917D	MGF4918D	
4	0.89	66	13.6	0.36	0.31	0.27	15.9
8	0.73	130	5.6	0.56	0.49	0.43	12.8
12	0.61	168	2.1	0.75	0.65	0.55	11.5
14	0.57	-170	1.9	0.85	0.74	0.63	10.0
18	0.51	-126	1.7	1.04	0.92	0.80	7.4

MTのチップ写真、図7に図6のA-A'部における断面の電子顕微鏡写真を示す。チップサイズはおよそ0.3mm×0.4mmである。

開発品の最小雑音指数は、12GHzで0.35dBと世界最高レベルにある。このときの利得は約12dBである。このHEMTは40GHzにおいても雑音指数が1.1dBと低く、ミリ波帯への応用も期待できる。

今回開発した技術は、既に超低雑音HEMT製品に適用されている。表1に電気特性の製品規格、表2に雑音パラメータをそれぞれ示す。最高性能品の形名はMGF4918Dであり、12GHzにおける雑音指数は0.55dB(標準)、利得は12dB(同)で、当社従来品(MGF4917C)と比べて雑音指数が0.1dB改善されている。

4. む す び

量産性に優れた当社独自のT型ゲート形成技術、及びこの技術を適用した12GHzで0.35dBという世界最高レベルの低雑音性能をもつHEMTについて述べた。今後、要求情

報伝達量の増大によって情報・通信システムで用いる信号の高速・高周波数化が更に進展するものと思われ、ゲート長の更なる微細化、新材料の適用等による、より一層の高性能化の要請がますます大きくなるものと予想される。

参考文献

- (1) Mimura, T., Hiyamizu, S., Fujii, T., Nanbu, K. : A New Field-Effect Transistor with Selectively Doped GaAs/n-Al_xGa_{1-x}As Heterojunctions, Japan J. Appl. Phys., 19, L225~L227 (1980)
- (2) Fukui, H. : Optimal Noise Figure of Microwave GaAs MESFET's, : IEEE Trans. Electron Devices, ED-26, 1032~1037 (1979)
- (3) Hosogi, K., Nakano, N., Minami, H., Katoh, T., Nishitani, K., Otsubo, M., Katsumata, M., Nagahama, K. : Photo/EB Hybrid Exposure Process for T-Shaped Gate Super Low-Noise HEMTs, Electron. Lett., 27, No. 22, 2011~2012 (1990)

新形単3中性線欠相保護付き漏電遮断器

スポットライ

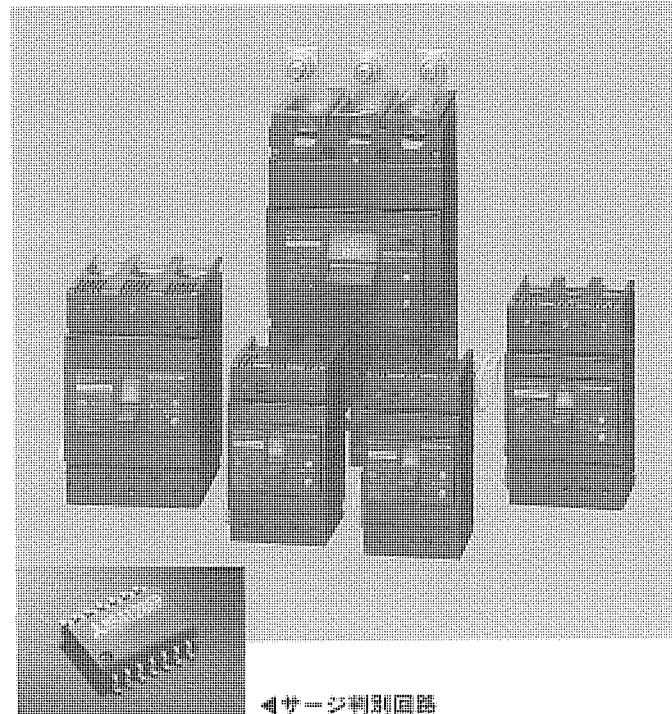
NV50-CFN～NV400-CFN

単相3線式電路の中性線の欠相により100V電路が過電圧となって負荷機器が焼損する事故が発生しています。こうした過電圧事故に対して、単3中性線欠相保護付き漏電遮断器は有効な保護手段であり、内線規程においても、単相3線の主幹には単3中性線欠相保護付き漏電遮断器を使用することを原則としています。新発売のNV50-CFN～NV400-CFMは、通商産業大臣賞受賞（'91電設工業展）などでご好評をいただいている“New Super NVシリーズ”と同一外形、同一意匠で、New Super NVのファミリーとして新しく追加された単3中性線欠相保護付き漏電遮断器です。新製品の追加により、

“New Super NVシリーズ”的機種構成がさらに充実しました。

特長

- サージによる不要動作防止性能を向上
- 雷などにより大地へ漏洩するサージ電流を新サージ判別回路で判別します。サージアブソーバが設置された電路で発生する大きなサージ漏洩電流でも不要動作を防止します。
- 新サージ判別回路は漏電検出・欠相過電圧検出の機能を搭載した新開発のICにより実現。高い安定性と信頼性を得ています。
- 対地静電容量を通して漏れる高周波成分の漏洩電流で不要動作することがなく、しかも歪波形事故でも所定の感度で確実に動作します。
- ノーヒューズ遮断器及びNew Super NVシリーズ漏電遮断器と同一外形、同一取付寸法です。盤の設計・製作の標準化が更に一步前進しました。



● サージ判別回路

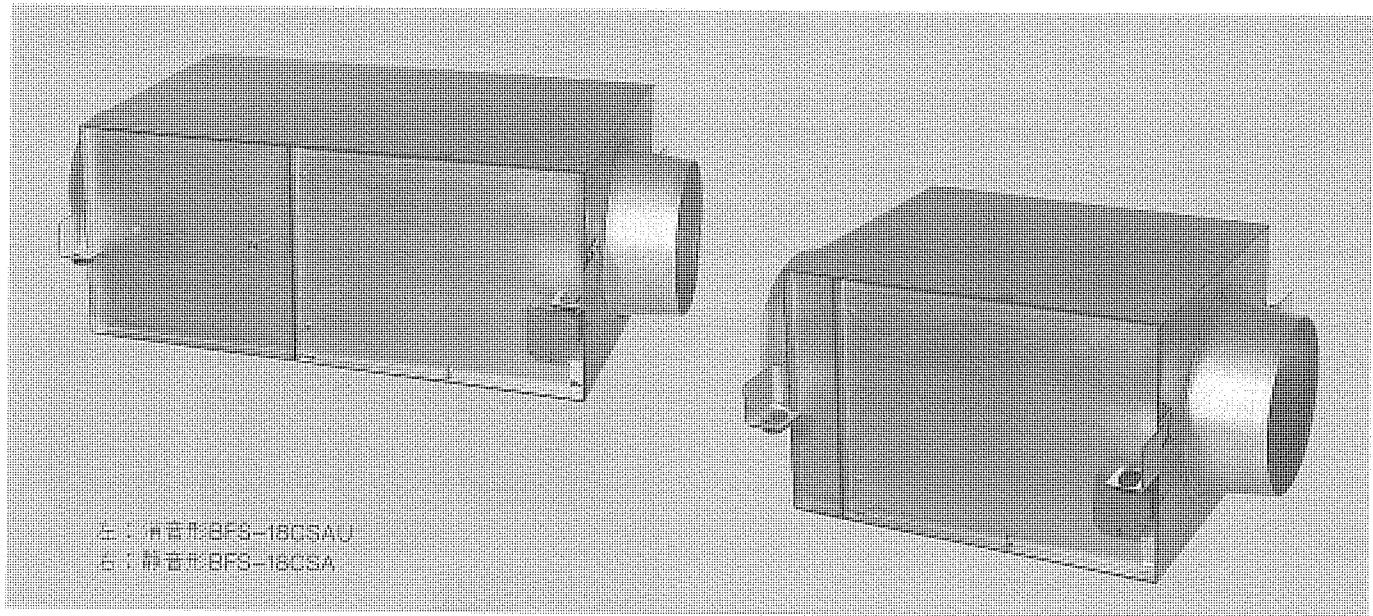
サージ判別回路の効果

対地漏洩電流例		従来型	新型
ギャップレスサージアブソーバ	放電ギャップ式サージアブソーバ	不要動作 (停止)	不要動作 作防止
		×	→

仕様

形名	NV50-CFN	NV60-CFN	NV100-CFN	NV225-CFN	NV400-CFN
保護目的					
相線式			過負荷・短絡・地絡保護及び単3中性線欠相保護兼用		
極・素子数		3P 2E	1φ 3W		
定格電圧 AC(V)			100/200	3P 3E	
定格電流 (A)	15, 20, 30, 40, 50	60	60, 75, 100	125, 150, 175, 200, 225	250, 300, 350, 400
定格遮断電流 (kA)	5	5	25	30	35
漏電特性	定格感度電流 (mA)	30	30・100・200・500 (切替え)	100・200・500 (切替え)	
	動作時間(s)以内		0.1		
欠相保護特性	過電圧動作電圧 AC(V)		130±5		
	過電圧動作時間(s)以内		0.5		
	過電圧慣性不動作時間(s)以内		0.1		
漏電及び過電圧動作表示方式			機械式ボタン		
漏電引きはし方式			電子式		
過電流引きはし方式		完全電磁		熱熱-電磁	
接続方式(表面形)		圧着端子用		バー端子付き	

ストレートシロッコファン スポットライ 天吊埋込みシリーズ



日常のあらゆる場面で、より人間らしく健康的に過ごせる快適環境が求められています。三菱電機の空調用換気送風機“ストレートシロッコファン”は、低騒音、省スペース、優れた施工性で快適空間づくりに貢献してきました。そして今回、より低騒音でコンパクトな天吊埋込みタイプを開発、更なる快適環境づくりにお役に立ちます。

仕様

タイプ	形名	羽根サイズ		極数	公称出力	ノッチ	風量		騒音	
		cm	番手				50Hz	60Hz	50Hz	60Hz
静音形	BFS-12YSA	12	#3/4	4	10	強	220	230	37.5	38.5
	BFS-15ASA	15	#1	4	25	強	355	340	40	39.5
	BFS-18BSA	18	#1 1/4	4	50	強	480	470	41.5	42
	BFS-18CSA	18	#1 1/4	4	100	強	700	720	42	43
	BFS-20CSA	20	#1 1/2	4	100	強	998	1,055	47.5	49.5
	BFS-23ESA	23	#1 1/2	4	400	強	1,320	1,420	49.5	52.5
	BFS-23ETA	23	#1 1/2	4	400	強	1,320	1,465	49.5	52.5
	BFS-25ESA	25	#1 3/4	4	400	強	1,850	2,090	55	58
消音形	BFS-25ETA	25	#1 3/4	4	400	強	1,810	1,905	52.5	54
	BFS-28FTA	28	#2	4	750	強	2,235	2,605	54	58
	BFS-12YSAU	12	#3/4	4	10	強	215	220	31	31.5
	BFS-15ASAU	15	#1	4	25	強	360	340	33	32
	BFS-18BSAU	18	#1 1/4	4	50	強	490	495	33	33.5
	BFS-18CSAU	18	#1 1/4	4	100	強	725	753	36	37
	BFS-20CSAU	20	#1 1/2	4	100	強	1,005	1,055	41	42
	BFS-23ESAU	23	#1 1/2	4	400	強	1,505	1,580	45.5	48
音形	BFS-23ETAU	23	#1 1/2	4	400	強	1,505	1,640	45.5	48.5
	BFS-25ESAU	25	#1 3/4	4	400	強	1,905	2,170	48.5	52
	BFS-25ETAU	25	#1 3/4	4	400	強	1,905	1,975	45.5	47
	BFS-28FTAU	28	#2	4	750	強	2,235	2,530	50	54.5

スポットライト N・CVT用電磁パウダクラッチ

最近の自動車市場においては、燃費と動力性能の最適化に加え、イージードライブ化の両立が要求されています。そこで、エレクトロニクスの進歩により従来のマニュアル車とAT(注1)車の二つの流れとは別に、無段変速機(CVT)への取組みがなされてきました。その中で日産自動車(株)は、富士重工業(株)の技術協力により、N・CVT(注2)を「マーチ1.3ℓ」に搭載し'92年1月に発売しました。電磁パウダクラッチを使用した無段変速機は、富士重工業が世界で初めて'87年にECVT(注3)のネーミングで「ジャスティ」に搭載しました。三菱電機(株)ではこのたびさらに、このN・CVT用電磁パウダクラッチとC/U(注4)を開発しました。このN・CVT用クラッチは、従来のECVTから構造を一変させ、励磁コイルをT/M(注5)側からエンジン側への大転換を敢行し、従来から問題とされていたシフト操作力の低減を図るとともに、T/M側の慣性回転の低減により、ABS(注6)の適合性の向上等を図りました。

特長

(1)N・CVT

●低燃費

AT車に使われているトルクコンバータのようなスリップロスが全くなく、ワイドな変速領域と連続して最適な燃費ゾーンを使えるため低燃費です。

●T/Mの小型軽量

ATに比べ大幅に軽減し部品点数も少なくなります。

(2)N・CVT用クラッチ

●シフト操作力の軽減、ABSへの適合性向上

前進後退の切替えには、マニュアル車と同様のシンクロメッシュ機構が使われていますが、クラッチのT/M側の慣性回転力を小さくすることによりシンクロさせやすくし、D→N→Rの操作性を向上させています。また、ブレーキON→OFF時の車輪の回転立ち上がりが良く、ABSへの適合性は良好です。

●F/W不要

エンジン側の慣性回転力が大きいため、従来のようなF/W(注7)が不要です。

注1 AT AUTOMATIC TRANSMISSION

2 N・CVT NISSAN CONTINUOUSLY VARIABLE TRANSMISSION

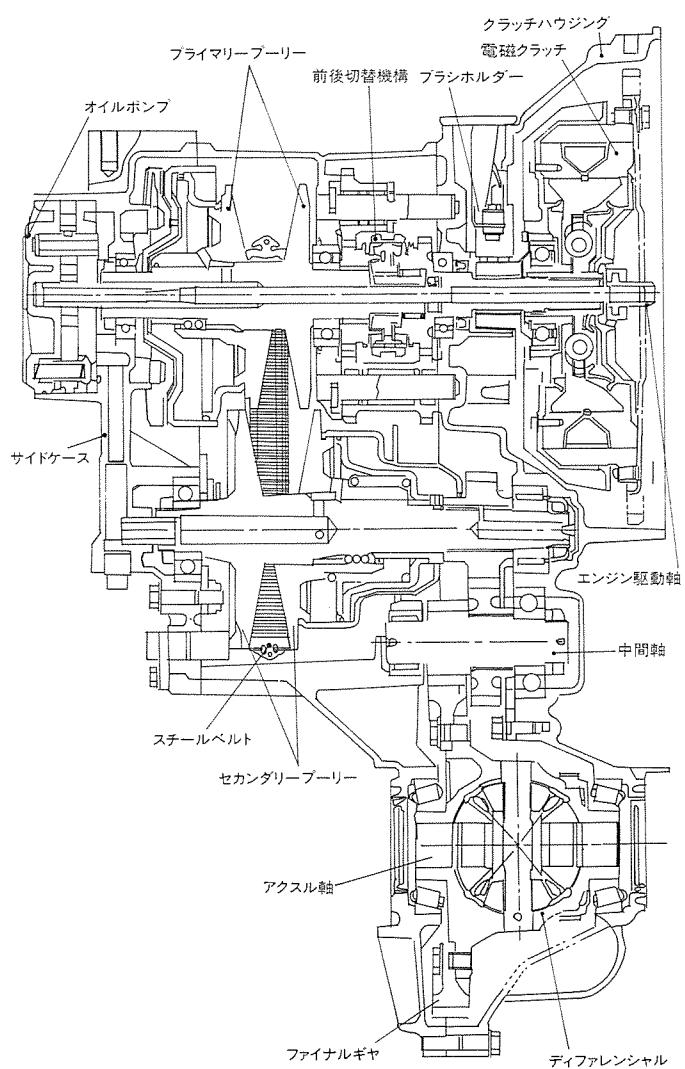
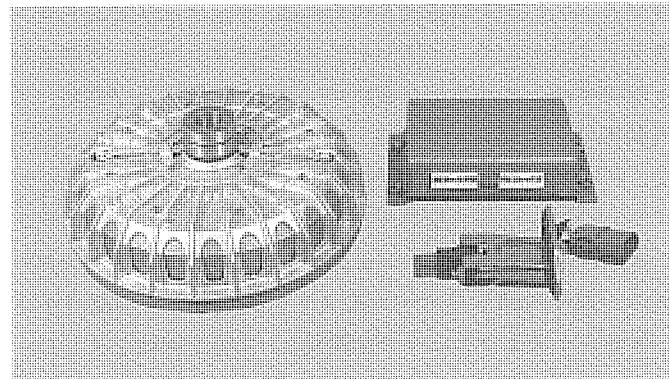
3 ECVT ELECTRO CONTINUOUSLY VARIABLE TRANSMISSION

4 C/U CONTROL UNIT

5 T/M TRANSMISSION

6 ABS ANTI-LOCK BRAKE SYSTEM

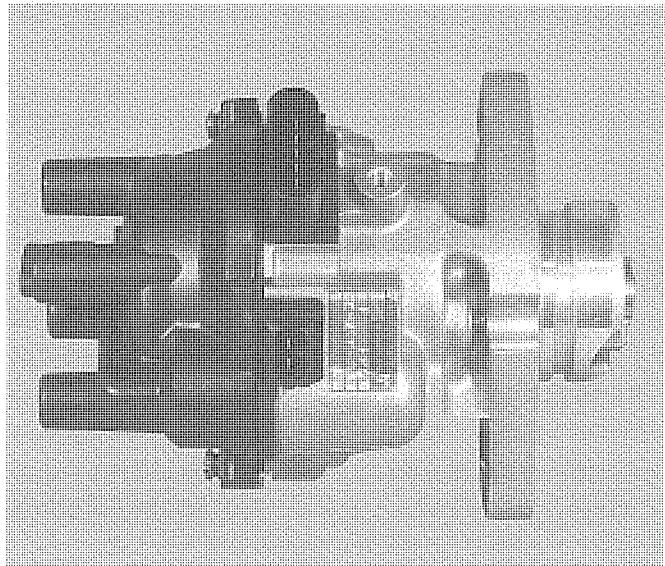
7 F/W FLY WHEEL



断面図

ホール式クランク角センサ内蔵 コイル一体形ディストリビュータ

ガソリンエンジンの点火システムは、ディストリビュータ、クランク角センサ、パワートランジスタユニット、イグニションコイル、ハイテンションコード、プラグ、及び燃料、点火制御用コンピュータによって構成されています。このたび、ディストリビュータの中へホール素子を使用しエンジンクランク角を検出するクランク角センサ、及びパワートランジスタユニット、イグニションコイル、ハイテンションコードの一部を内蔵したホール式クランク角センサ内蔵コイル一体形ディストリビュータを開発し、生産を開始しました。従来の光素子使用によるクランク角センサからホール素子化によるコスト低減、イグニションコイル等の小型・一体化によるスペース効率の向上、組付け工数の削減など、エンジンメーカーにとってメリットが大きいため、今後大幅な拡大が計画されています。



特長

●高い信頼性を確保

一体化によって外部接続コネクタが減り、エンジン振動、冷熱の繰返しによって生じる瞬断、接触不良による信頼性が向上します。また、ホール素子を使用し、ハイブリッドIC化することで、耐ノイズ性に優れ、外部配線などの制約が減り、トータル的に高い信頼性を確保しています。

●光素子並みの精度を確保

ホール素子を使用したクランク角センサは、欧米で採用されていますが、光素子を使用したものに比べ、検出精度が悪く、日本車に採用するのは困難とされていました。しかし、ホール素子の選定、ハイブリッドIC回路の工夫、及び希土類の強力なマグネットの採用などにより、光素子品並みの精度を確保しました。

●コスト低減

光素子からホール素子化、及び汚れ、耐ノイズ性に強い特長を活かし、防水・防塵構造の簡素化、ノイズ低減のための部品の簡素化、廃止などによりコスト低減を図りました。

●軽量、小型化

従来の光式クランク角センサ内蔵一体形ディストリビュータに比べ、イグニションコイルの磁界解析による小型化を主体に、200g(約10%)の重量低減、及び14mm(約10%)の全長短縮を図りました。

●取付けが簡単

軽量、小型化することで、更にエンジンスペース効率が向上するとともに、一体化によるエンジンへの組付け工数の削減は、労働時間短縮の潮流にも乗ってエンジンメーカーの大きなメリットになっています。

仕様

(1) コイル一体形ディストリビュータシリーズ

タイプ	機能	クランク角	点火進角制御	コイル電流断続	高電圧発生
ホール式クランク角センサ内蔵タイプ	ホール	(燃料点火制御コンピュータ)	パワートランジスタユニット	イグニションコイル	
光式クランク角センサ内蔵タイプ	光	(燃料点火制御コンピュータ)	パワートランジスタユニット	イグニションコイル	
フルトラタイプ	電磁	メカニカル進角装置	イグナイト	イグニションコイル	

()を除きディストリビュータに一体化

(2) ホール式クランク角センサシリーズ

タイプ	機能	クランク角検出	コイル電流断続	高電圧発生	高電圧分配
クランク角センサ内蔵コイル一体形ディストリビュータ	○	○	○	○	○
クランク角センサ内蔵ディストリビュータ	○	—	—	—	○
エンジン直付けクランク角センサユニット	○	—	—	—	○

○印:機能 有



特許と新案***

三菱電機は全ての特許及び新案を有償開放しております

有償開放についてのお問合せは
三菱電機株式会社 知的財産専門部
特許営業グループ Tel(03)3218-2137

走行情報表示装置 (特許 第 1589629 号)

この発明は、自動車等車両の進行方位に関する情報を検出しして該情報を表示器に表示し、道先案内とする走行情報表示装置に関するものである。

地磁気を電子的に検出して表示する装置が開発されているが、自動車に搭載する場合、自動車に多数使用されている鉄が磁化されているときは車両に固有の磁界が存在し、地磁気との合成磁界を検出するため、正しい進行方向を検出することができない。

この発明はこの点に鑑みなされたもので、図1の実施例に示すように、車両の進行方向を方向検出器(1)で検出し、その信号を制御回路(4)にて演算処理し、車両の進行方向に関する情報を表示器(3)で表示するものであるが、車両が磁化された場合、車両が周回した時の方向検出器(1)の出力特性は、図2の円C₁に示すものとなり、車両の固有磁界は各座標A₁～A₃を結ぶ垂直二等分線の交点O₁と座標原点Oの直流信号ベ

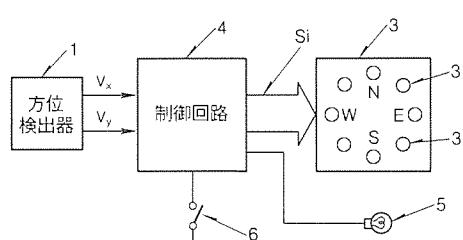


図1

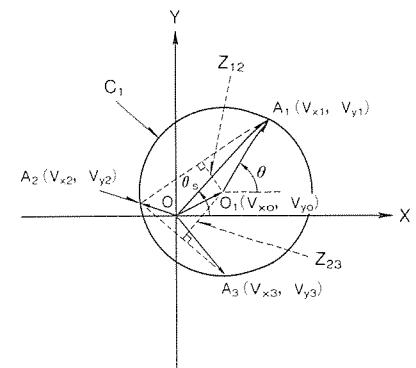


図2

半導体レーザと光伝送路との光軸合せ装置 (特許 第 1301300 号)

この発明は、半導体レーザ発振器と光伝送路の入力端との光軸合せを自動的に行う装置に関するものである。

図1は、半導体レーザ発振器と光伝送路の入力端との光軸合せを自動的に行う従来の装置であり、半導体レーザ発振器(1)の発光(3)と直接対向した入力端(4)を有する光伝送路(5)がマニピュレータ(6)へ載置されており、出力端(7)には出光(8)を受光する光電変換素子(9)が設けられ、この出力のピーク値に追従するようにマニピュレータ(6)を制御している。しかし、半導体レーザ発振器(1)の発光光度の軸方向断面分布は、図2の通りピークが複数個存在しており、ピークP₂に追従しひずくP₁で光軸合せをし、より高光度のピークP₁に到達しないで甚だ効率の悪い点で光軸合せを終了する場合がある。

この発明はこのような欠点を改良するためになされたもので、掃引信号でマニピュレータ(6)を作動させ、光電変換素子(9)の最大出力を検出し、この検出出力と対応する相対位置を記憶

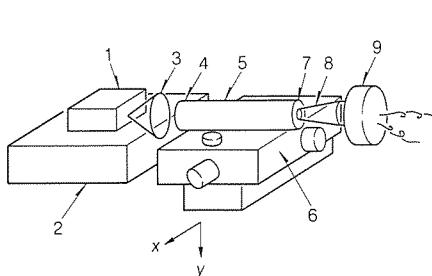


図1

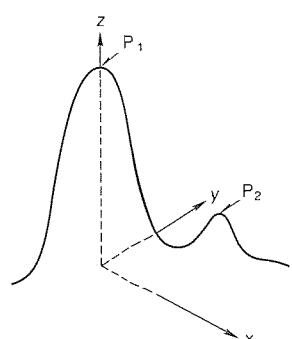


図2



特許と新案*

三菱電機は全ての特許及び新案を有償開放しております

有償開放についてのお問い合わせは
三菱電機株式会社 知的財産部
特許営業グループ Tel(03)3218-2137

温風暖房機 (実用新案登録 第1856613号)

この考案は温風暖房機に関し、特に室内環境における快適性の向上を図ったものである。

従来の温風暖房機は、単一の温風吹出口のみ有するため、室内温度分布を均一にするには温風吹出口を可能な限り下方へ向け、温風を床面に沿って吹出す必要があった。しかし、この方法では床材の劣化が生じ、結果的に吹出口を下方に向けることができず、室内の温度分布が均一にならないという欠点があった。

この考案は、図1に示すように、温風暖房機本体(3)の第1の温風吹出口(1)の上部に第2の温風吹出口(2)を設け、本体背部(4)に設けられた送風機(5)と第2の温風吹出口の間に第1の風路(6)と隔壁(8)を介して隣接する第2の風路(7)を形成するようにし、第2の温風吹出口から、第1の温風吹出口の温風より低い温風を吹出すように構成したものである。

その結果、図2のグラフの如く床面付近の温度は上昇すると共に室内上部の温度は下降し、全体として室内の上・下温度差は小さくなり、室内環境の快適性の向上が図られるものとなる。

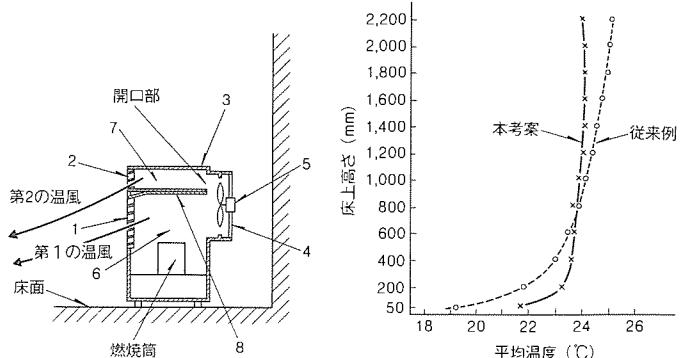


図1

図2

〈次号予定〉三菱電機技報 Vol. 66 No. 10 “新しいコミュニケーションを拓くカラー画像”特集

特集論文

- カラーグラビア “新しいコミュニケーションを開くカラー画像”
- カラー画像の文化を築く
- カラー画像で新しいコミュニケーションを開く
- 300形ハイビジョンビデオプロジェクター LVP-3001HD
- ハイビジョン静止画ディスクシステム
- ハイビジョンCG用高速画像生成システムとその応用
- ビジュアルプレゼンテーションシステム
- カラー動画像通信システム
- EWSにおけるマルチメディア表示技術
- マッピングシステム向け高速イメージプロセッサ
- フルカラープリンタ
- カラーディスプレイモニター
- カラーイメージセンサ
- カラー TFT 液晶ディスプレイ
- 普通論文
- 大容量空気冷却タービン発電機新シリーズ MB-3000
- 西武鉄道向けダイヤ作成装置
- ホームエレベーターのシリーズ化
- 1ボード版リレーショナルデータベースプロセッサ “GREO”
- アメフラシ学習の神経活動計測と情報論的解析
- 新しいニューロコンピューティングアルゴリズムに向けて—
- S-VHS VTRのデジタルオーディオ技術

三菱電機技報編集委員

委員長 山田 郁夫
委員 永田 譲蔵
・ 沢 健一郎
・ 谷 豊文
・ 風呂 功
・ 大原 啓治
・ 松村 恒男
・ 鈴木 幹雄
・ 小野 修一
・ 鳥取 浩
・ 岡田 久雄
幹事 長崎 忠一
9月号特集担当 大原 啓治
大坪 瞳之

三菱電機技報 66巻9号

(無断転載を禁ず)

1992年9月22日 印刷

1992年9月25日 発行

編集兼発行人 長崎 忠一

印 刷 所 千葉県市川市塩浜三丁目12番地 (〒272-01)
菱電印刷株式会社

発 行 所 東京都港区新橋六丁目4番地9号
北海ビル新橋 (〒105)

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) 3437局2692

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) 3233局0641(代) 振替口座東京6-20008

定 價 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)

スポートライト 新据置型自動車用空気清浄器



自動車用空気清浄器市場はここ数年2桁台の伸長率を示しています。今年度は、前年度比110%、110万台の需要が見込まれており、今後も着実な伸びが期待されています。近年、自動車の安全対策の一つとして、リヤシェルフ中央上にハイマウントストップランプを標準装備する車両が増加してきたことにより、当社従来品を更にコンパクトにした小型奥短タイプのニーズが高まってきました。また、快適志向により香りへの関心が強くなっています。この様な市場の要に対応するため、三菱電機では、空気清浄器としての基本機能(集塵、脱臭、静肅性、長寿命)を重視した上で車室内の快適性を演出する香り発生機能を付加した小型奥短タイプの空気清浄器を発売し好評を博しています。

特長

●香り発生機能内蔵

本体に付属されているフレグランス(香り)カプセルを本体内にセットしておくとスイッチON時 約15秒間電磁弁の作動によりカプセルの口を開き香りを発生させます。3種類の純植物性・高級

芳香剤の入ったカプセルが付属されており、好みの香りをセットすることが出来ます。

●煙・臭いセンサによる自動運転方式

煙センサにより煙や有害ガスの量に応じて、自動的にHI/LO運転します。スイッチON時 約2分間 "HI" で運転したのち、通常は "LO" で運転し、空気の汚れを煙センサが検知すると "LO" から "HI" に切り替えて約2分間運転します。

●コンパクトサイズ(当社比50%)でレイアウトフリータイプ

縦置き、横置き可能な構造によりダッシュボード、センターアームレスト等にも取付けが可能なため、多くの車種に取付けていただけます。

●フィルター交換不要の電気集塵板式の採用

メンテナンスは極板を洗浄するだけで、フィルター交換の維持費が不要です。

●オゾン脱臭+活性炭触媒で強力脱臭

吸着性能とオゾン分解能に優れたハニカム状活性炭の採用により、脱臭性能を従来の5倍(当社比)に強化しました。また、一般ユーザー使用の場合で約2年間交換不要の長寿命タイプです。

●静かで長寿命のブラシレスファンを採用

ファンとモータが一体化された軸流ブラシレスファンの採用により静肅性と長寿命化を図りました(当社比-5dB)。

仕様

使 用 電 源	DC 12Vバッテリ(アース車)
消 費 電 力	HI: 9W, LO: 7W
集 塵 方 式	電気集塵(極板方式)
脱 臭 方 式	オゾン脱臭+活性炭脱臭
付 加 機 能	煙センサによる強弱自動切替え 香り発生機能
外 形 尺 法	(幅)298×(奥行)104×(高さ)93(mm)
重 量	1kg