

1. 4 高機能センサモジュール技術開発

1. 4. 1 センサモジュール

(1) 研究の目的

クリーンルームの省エネ化のためには、各種環境量の計測と、その結果を用いたきめ細かな設備・機器の制御が求められる。本研究は、この目的達成のため、配線不要でどこにでも設置でき、内蔵電池で長時間駆動が可能な超小型高機能センサモジュールを開発するものである。併せて、センサモジュールの低消費電力化にとって重要な無線センサ端末受信機の試作も行ったので報告する。

(2) センサモジュール詳細仕様の検討

1) 概要

今後の普及に向けた要素技術の確立に向け、特に外形寸法と消費電流の削減に注力した。その後、センサに常時通電するイベント対応型モジュールの必要性が想起され、同方式の試作を追加した。クリーンルームでのデータ測定から、同方式の有効性が確認された。

2) 外形寸法

内部部品寸法積み上げ方式の取り組みでは限界を突破できないと考え、まずは30mm×30mm×10mm以内との意欲的目標を定めた。この寸法を絶対条件として以後の詳細検討に進んだ。

この結果後述の如く、今後の実用化に向かうための、超小型無線センサモジュールの究極の姿を提起できたものとする。



図V.1.4.1.1 定周期型モジュール

3) 内蔵電池

エネルギー密度の高いリチウムイオン電池の採用を前提とし、外形寸法の制約から、CR2032 (直径 20mm、厚さ 3.2mm、3V 220mAh) を選定して、一次試作を開始した。その後の検討で、この電池では内部抵抗が高すぎ (当初 10 Ω 、時間が経過すると 50 Ω にも達する) モジュールの瞬間的な消費電流に耐えるのが困難と判明。3.7V 75mAh ではあるが、内部抵抗の 1 桁低い PD2032 に変更した。

*モジュールの瞬間最大電流は、約 25mA。電池電圧 3V、DCDC コンバータ効率 80%だと、回路電圧が 3.3V のため、電池電流は 34mA になる。

この状態では、内部抵抗が初期値の 10 Ω でも、電池電圧は 2.65V に落ち、さらに電池

電流が増え、電圧が下る・・・結果として電池電流は 40mA 以上になる。

初期段階でこの状態であり、内部抵抗が増えると、電池電圧が半減し、70mA 程度流れることが観測された。CR2032 は 10mA 流すと、電池容量 220mAh が半分以下に落ち、それ以上の電流だとさらに急峻に容量が減少するはずである。

(10mA 以上は製品規格外であり、メーカーからのデータなし)

PD2032 は、内部抵抗が一桁低く、電池の端子電圧低下も、同じ電流に対しては一桁低い。瞬間最大電流 150mA までが仕様範囲になっている。

表 V.1.4.1.1 電池の主な仕様



図 V.1.4.1.2 PD2032
(CR2032 も同一形状)

項目	CR2032	PD2032
公称電圧	3.0V	3.7V
標準放電電流	0.2mA	15mA
瞬間放電電流	10mA	150mA
容量	220mAh	75mAh
初期内部抵抗	10	1

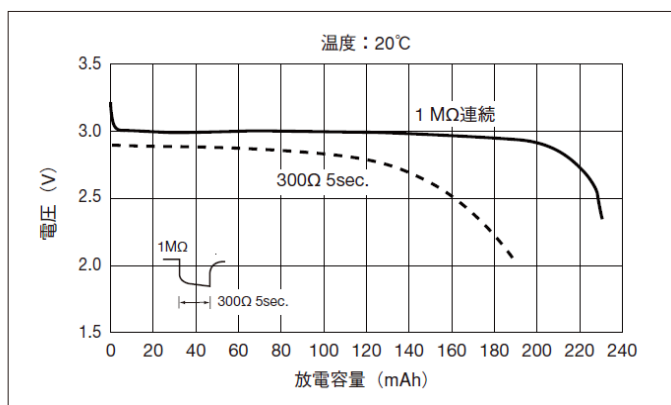


図 V.1.4.1.3 CR2032 のパルス放電特性 (初期値 10mA で約 10)

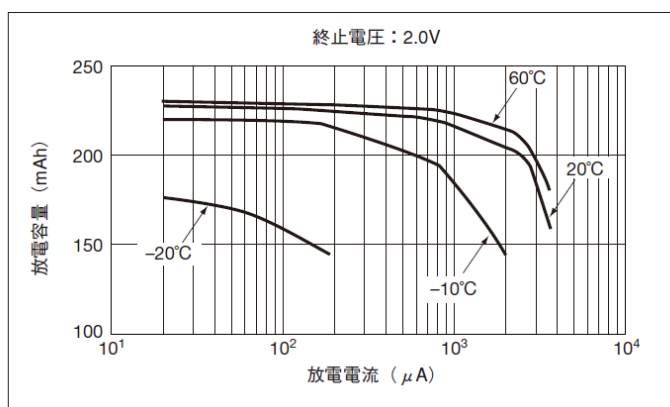


図 V.1.4.1.4 CR2032 の放電電流と放電容量

実際の寿命測定では、CR2032 を使用すると PD2032 の半分以下しか持たなかった。

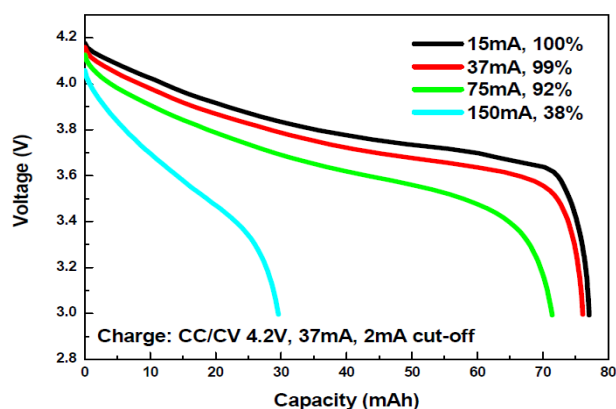


図 V.1.4.1.5 PD2032 の放電特性

4) 搭載センサ数と品種

複数のセンサの中から、都度必要なものを選択搭載できるモジュールとし、搭載センサ数については3個と定めた。センサは小さな基板に搭載し、コネクタでモジュールの基板に接続した。コネクタの選択には頭を悩ませたが、0.4mm ピッチで 0.8mm と超薄型の京セラエルコ型 24-5802 020 002 829+を選定した。

表 V.1.4.1.2 コネクタ概略仕様

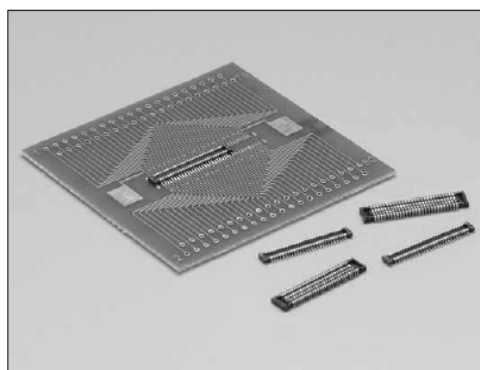


図 3.1.4.1.6 5802 シリーズコネクタ

シリーズ (Series)	5802
基板間高さ (Stacking Height)	0.8mm
極間隔 (Pitch)	0.4mm
極数 (No. of Positions)	10~60
定格電流 (Rated Current)	AC/DC 0.3A
定格電圧 (Rated Voltage)	AC/DC 50V
耐電圧 (D.W.Voltage)	AC 250Vrms/min.
コンタクト材質 (Contact Material)	銅合金 Copper alloy
インシュレータ材質 (Insulator Material)	耐熱樹脂 Heat resistance plastic
使用温度範囲 (Operating Temperature)	-40~85°C

搭載するセンサとしては、小型かつ低消費電力の要求から BEANS 研究所で開発中のものを含め MEMS ないし半導体型の、SENSIRION の温湿度センサ、オムロンのフローセンサ、東芝の照度センサ、日立製作所の絶対圧センサ、アルガンの紫外線照度センサを選定した。



図 V.1.4.1.7 主基板とセンサ子基板裏面

表 V.1.4.1 センサ主要仕様

対象	温度	湿度	風量	照度	絶対圧	紫外線	
メーカー	SENSIRION		オムロン	東芝	日立	AlGaIn	
型式	SHT21		D6F-V03A1	TPS856	HT01	UVA	UVB (CIE)
方式	BandGap	容量変化	温度差検出	Si7フォトIC	容量変化	AlGaIn	
電源電圧	2.1~3.6V		3.15~3.45V	1.8~5.5V	2.6~3.6V	3V	3V
消費電流	0.27~0.33mA		<15mA	<20uA	<1.5mA	0.5mA以下	0.5mA以下
推奨測定範囲	24~43°C	20~80%	0~3m/s	1~10,000Lx	50~150kPa	0~3.73mW/cm ²	0~0.11mW/cm ²
出力信号	デジタル	デジタル	0.5~2V	57uA/100Lx	電圧	電圧	
外形寸法(mm)	3×3×1.1		24×14×8	1.6×1.6×0.55	4.7 × 3.7 × 1.3	7×7×3	7×7×3

Datasheet SHT21

Humidity and Temperature Sensor

- Fully calibrated
- Digital output, I²C interface
- Low power consumption
- Excellent long term stability
- DFN type package – reflow solderable

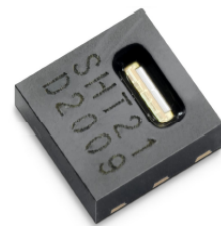


図 V.1.4.1.8 センシリオン製 温湿度センサ

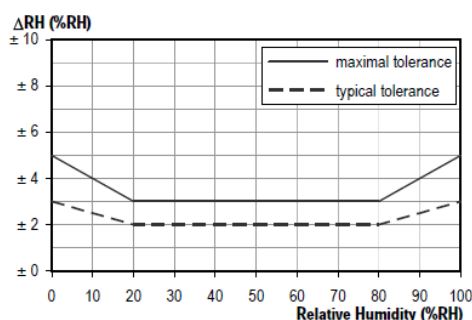


Figure 2 Typical and maximal tolerance at 25°C for relative humidity. For extensive information see Users Guide, Sect. 1.2.

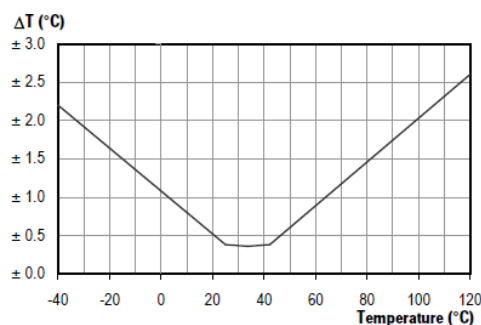


Figure 3 Maximal tolerance for temperature sensor in °C.

Electrical Specification

Parameter	Conditions	min	typ	max	Units
Supply Voltage, VDD		2.1	3.0	3.6	V
Supply Current, IDD ⁶	sleep mode	-	0.15	0.4	μA
	measuring	270	300	330	μA
Power Dissipation ⁶	sleep mode	-	0.5	1.2	μW
	measuring	0.8	0.9	1.0	mW
	average 8bit	-	1.5	-	μW
Heater	VDD = 3.0 V	5.5mW, ΔT = + 0.5-1.5°C			
Communication	digital 2-wire interface, true I ² C protocol				

Packaging Information

Sensor Type	Packaging	Quantity	Order Number
SHT21	Tape & Reel	400	1-100707-01
	Tape & Reel	1500	1-100645-01
	Tape & Reel	5000	1-100694-01

図 V.1.4.1.9 温湿度センサの特性

MEMS Flow-Sensor D6F-V03A1

The unique dust separating structure, developed by OMRON is a compact and highly efficient FLOW-SENSOR.

- A dust-resistant design has been taken into consideration, by the original dust segregation structure, of OMRON.
- +/-10% Full-Scale repeatable accuracy achieves consistent air velocity measurement.
- Applications include clogged-filter detection and air velocity.



Sensor specification

Type	D6F-V03A1
Flow Range	0 - 3 m/s @ 25°C, 1 atmosphere
Case Material	Thermoplastic resin
Gas	Air
Ambient Temperature	-10 to +60°C (with no condensation)
Using Humidity	Max. 85% RH (with no condensation)
Storage Temperature	-40 to +80°C (with no condensation)
Preservation Humidity	Max. 85% RH (with no condensation)
Power Supply Voltage	3.15 to 3.45 VDC
Output Signal	Analog output 0.5 to 2 VDC (non-linear output) Load resistance min. 10kΩ
Current Consumption	Max. 15mA (No-load, V _{CC} = 3.3 VDC, 25°C)
Insulation Resistance	20Mohm min. (500VDC, between lead terminal and the case)
Dielectric Withstanding Voltage	Leakage current is 1mA max. (at 500 VAC, 50/60Hz for one minute). 500VAC, 50/60Hz judged at 1mA max. (between the lead terminals and the case)

図 V.1.4.1.10 オムロン製 フローセンサ仕様

TPS856

- 携帯電話
- ノート PC、PDA
- ビデオカメラ、デジタルスチルカメラ
- そのほか光量調整用

TPS856 は、フォトダイオードと電流増幅回路を 1 チップに集積化した超小型の照度センサ用表面実装型フォト IC です。

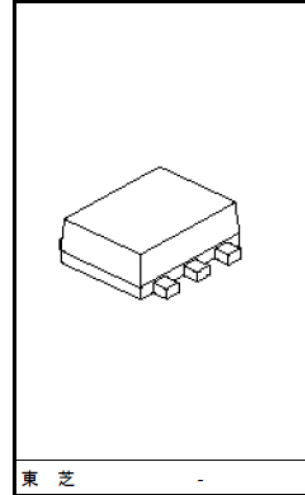
フォトトランジスタに比べて高感度で、感度バラツキが小さいという優れた特長を持っています。

視感度に近い分光感度を持っているので、明るさに比例したリニア出力が得られます。

また、超小型の表面実装型パッケージの採用により、携帯電話の表示部バックライトの点灯制御や家電機器のパワーセーブ制御などに用いることで、機器の省エネに貢献できます。

さらにスタンバイ機能を有しているため、必要時のみ動作させる事ができます。これにより低消費電力動作が可能です。

- 超小型・軽量の表面実装型パッケージ : 1.6 × 1.6 mm (厚さ 0.55 mm)
- 照度に対する優れた出力リニアリティ
- 光感度が高く、低バラツキ
 - : $I_L = 57 \mu A$ (標準) @ 蛍光灯 100 lx 照射
 - : 光電流バラツキ幅 1.67 倍 (ランク指定時)
 - : 光電流の温度変動が少ない
- 視感度補正機能を内蔵し、光源別の光感度差を低減
 - : I_L (@白熱灯) / I_L (@蛍光灯) = 1.0 倍 (標準)



東 芝

質量: 0.003 g (標準)

図 V.1.4.1.11 東芝製照度センサ

表 V.1.4.1.4 日立製絶対圧センサ仕様

1. 最大定格

No.	項目	条件	min.	typ.	max.	単位	備考
1	電源電圧		-0.3		7.0	V	
2	消費電力			2.0	30	mW	
3	保存温度		-40	25	125	°C	

2. 推奨動作条件

No.	項目	条件	min.	typ.	max.	単位	備考
1	動作電源電圧	3.3V動作	2.6	3.3	3.6	V	
2		5.0V動作	4.5	5.0	5.5		
3	保存温度		-20	25	85	°C	

3. 電気的特性表(3.3V動作時)

No.	項目	条件	min.	typ.	max.	単位	備考
1	全体	消費電流		0.6	1.5	mA	
2		スリープ電流		0.0	1.0	μA	
3	圧力センサ	出力応答時間		1	10	ms	出力に接続するコンデンサ値0.1 μF 時
4		ゼロ点電圧	増幅率・ゼロ点は内蔵レジスタで調整				
5		スパン幅					
6		出力電圧ばらつき		-1.5		1.5	mV
7		出カインピーダンス		5	10	15	k Ω
8	温度センサ	ゼロ点電圧	増幅率・ゼロ点は内蔵レジスタで調整				
9		スパン幅					
10		温度係数			12.5		mV/°C
11		出カインピーダンス		5	10	15	k Ω
12	SLEEP端子	フルアップ入力抵抗		50	100	150	k Ω
13		入力Vth			1.6		V

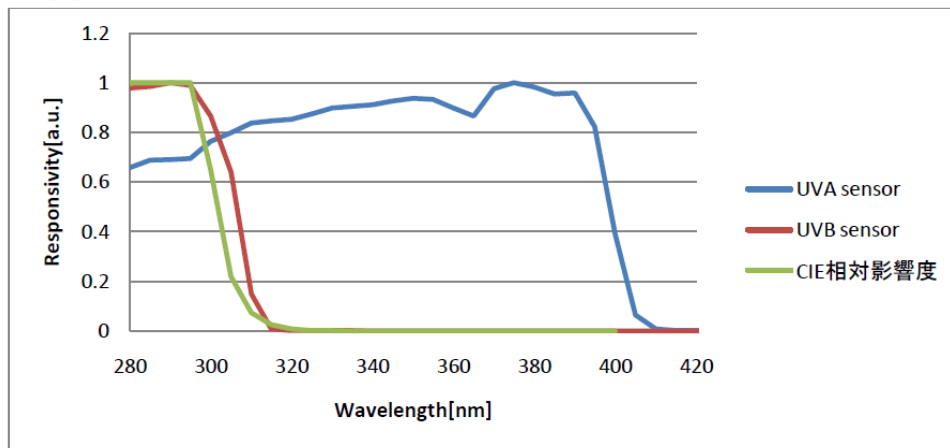


図 V.1.4.1.12 ALGAN 製 UV センサ分光感度特性

5) CPU

試作品の利用形態に鑑み、スリープ時の消費電流が少なく、アナログ・デジタル両信号入力に対応し、豊富な命令セットを備えた T I 社の MSP430FG46191ZQW を選定した。動作時クロック周波数は 12MHz とした。回路電圧は、消費電力の観点からは低いほど良いのは論を待たないが、今回はフローセンサの電源電圧仕様に合わせ、3.3V とした。当初設計を CR2032 を想定して進めていたため、昇圧が必要となり、スイッチング式の DCDC コンバータを使用した。変換効率、出力電流 100 μ A で 40%、20mA で 80%程度であり、出力電流 0 時のスタンバイ電流は 55 μ A であった。

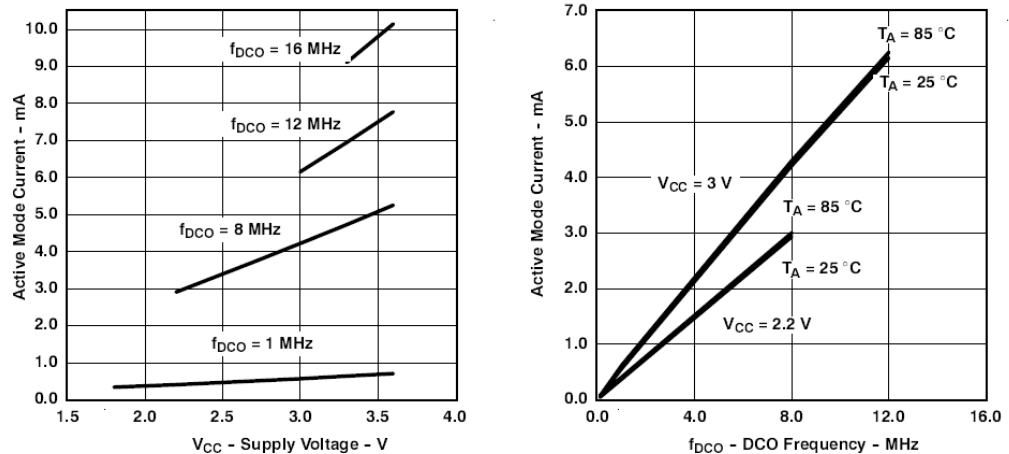


図 V.1.4.1.13 CPUの電源電圧、クロック周波数とアクティブモード消費電流

表 V.1.4.1.5 CPU のローパワーモード消費電流

low-power mode supply current into V_{CC} excluding external current (see Notes 1 and 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T _A	V _{CC}	MIN	TYP	MAX	UNIT
I _{LPM0, 1MHz} Low-power mode 0 (LPM0) current, see Note 3	f _{MCLK} = 0 MHz, f _{SMCLK} = f _{DCO(0, 0)} = 1 MHz, f _{ACLK} = 32768 Hz, BCSCSTL1 = CALBC1_1MHz, DCOCTL = CALDCO_1MHz, CPUOFF = 1, SCG0 = 0, SCG1 = 0, OSCOFF = 0	-40°C to 85°C	2.2 V	68	83	μA	
		105°C		83	98		
		-40°C to 85°C	3 V	87	105		
		105°C		100	125		
I _{LPM0, 100kHz} Low-power mode 0 (LPM0) current, see Note 3	f _{MCLK} = 0MHz, f _{SMCLK} = f _{DCO(0, 0)} = 100 kHz, f _{ACLK} = 0 Hz, RSELX = 0, DCOx = 0, CPUOFF = 1, SCG0 = 0, SCG1 = 0, OSCOFF = 1	-40°C to 85°C	2.2 V	37	49	μA	
		105°C		50	62		
		-40°C to 85°C	3 V	40	55		
		105°C		57	73		
I _{LPM2} Low-power mode 2 (LPM2) current, see Note 4	f _{MCLK} = f _{SMCLK} = 0 MHz, f _{DCO} = 1 MHz, f _{ACLK} = 32768 Hz, BCSCSTL1 = CALBC1_1MHz, DCOCTL = CALDCO_1MHz, CPUOFF = 1, SCG0 = 0, SCG1 = 1, OSCOFF = 0	-40°C to 85°C	2.2 V	23	33	μA	
		105°C		35	46		
		-40°C to 85°C	3 V	25	36		
		105°C		40	55		

6) 無線モジュール

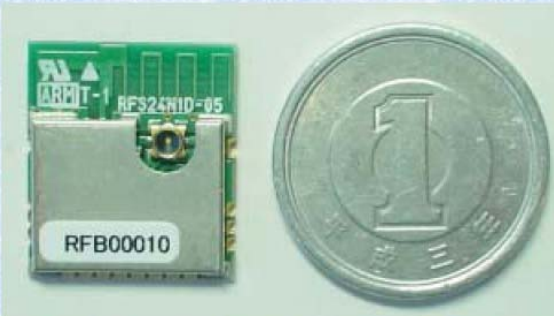
当初は、広く使われている ZigBee 方式で検討を進めたが、消費電力低減のため、特定小電力方式に切り替え、パイソフトラブ社の RFS24D1D-5-A を採用した。0dB (1mW) の出力で、目標の通信距離 10 m を確保した*。ただ、外形寸法の制約から、アンテナ周辺に十分な空間を確保できず、カタログ記載の通信距離最大 50m には及ばなかったが、開発目標の 10m は達成した。**

* ZigBee の、送信時 45mA 受信時 35mA に対し今回使用の特小はそれぞれ 18mA と 16mA であり、ほぼ半分。送信出力は 5mW 対 1mW。

** 直線見通し距離で、カタログ値 50m 以下、実測値 10.2m だった。

● 特 徴

- 使用 RF デバイス NORDIC 社製 nRF24LE1
 - ・CPU 内蔵 (8051 互換)
 - ・プログラム FlashROM 16K+1Kbyte
 - ・データメモリ RAM 1Kbyte
- ユーザーインターフェイス
 - シリアル接続 (UART, 最大 500Kbps)
 - GPIO 入出力, I2C, PWM 出力
 - 12bit-ADC 入力, SPI (スレーブ)
- 小型軽量で組込に最適
- 従来にない低価格
- アンテナ一体型により組込設計が簡単
- 動作電圧 1.9V~3.6V
- 超低消費電力 DeepSleep 時: 0.5uA 以下
- 無線伝送速度 250kbps~2Mbps



外観写真 (シールドカバー付き)

図 V.1.4.1.14 無線モジュールの特長と写真

表 V.1.4.1.6 無線モジュール仕様

機能	項目	主な仕様
一般仕様	使用デバイス	NORDIC 社製 nRF24LE1-F16Q32(内蔵 CPU-8051 Compatible)
	周波数帯	2,400MHz~2,525MHz (1MHz Step、但し伝送速度 2Mbps の場合は 2MHz 以上の Step)
	チャンネル数	124ch(1MHz Step 時)
	空中線電力	最大 0dBm±4dBm 以内
	発振子	水晶発振 16MHz 内蔵(PLL 周波数シンセサイザ方式) 水晶発振 32.768KHz 内蔵(超低消費電流動作)
	伝送速度	250Kbps、1Mbps、2Mbps
	伝送フォーマット	NRZ(同期通信)
	通信形態	1:1、1:N
	電源電圧	+1.9V~+3.6V (標準+3.0V)
	消費電流	-18dBm 送信時:11mA 以下、受信時(250Kbps)17mA 以下 スリープモード時:0.5μA 以下、待機モード時:0.05mA
	外形寸法	17mm×15mm×2.95mm
	基板	板厚:0.6mm、材質:FR4
	重量	2g 以下
	使用温度	-20℃~+75℃
保存温度	-40℃~+80℃	
RF 送信部	送信電力	最大 0dBm±4dBm 以内、-6dBm Step 最小-18dBm 変更可能
	周波数偏差	50ppm 以下
	スプリアス	2.5uW 以下
	占有周波数帯域幅	1MHz 以下(1Mbps データ伝送速度時)
	変調方式	GFSK
RF 受信部	基準受信感度	-82dBm 以下(2Mbps、Bit 誤率 0.1%) -94dBm 以下(250Kbps、Bit 誤率 0.1%)
	周波数偏差	50ppm
	受信スプリアス	2.6uW 以下
アンテナ	内蔵	パターンアンテナ
	形式	1/4λ 逆 F 型
	指向性	無指向性
ユーザ外部 IF	シリアル通信 UART	UART-IF(MAX:38400bps)
	同軸コネクタ	技術適合証明取得用 RF 同軸コネクタ内蔵(50Ω) 村田製作所:MM8130-2600
	インターフェイス端子	26pinコネクタ 京セラエルコ:24 5805 026 000 829+

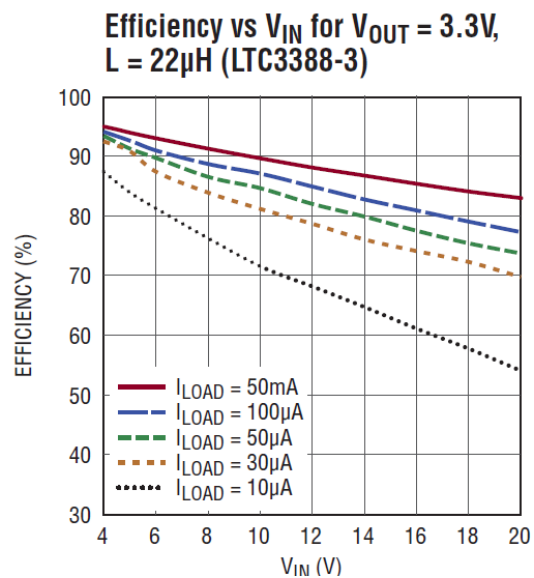
7) 電池寿命対策

電池寿命の増大に向けては、大容量電池の採用、回路電圧の低減、消費電流の小さな部品の選択、DCDC コンバータなどによる電力ロスの低減、さらには、各部品への通電時間の極小化などの手法を駆使することになる。今回の試作では、外形寸法の制約から電池形状が定まり、搭載できる電源部コンデンサ容量から、前述のとおり内部抵抗の低い PD2032 を選んだ。一次試作においては、試作請負企業の当時の技術力の限界もあり、結果的に電池寿命は 170 時間程度に留まった。

8) 2次試作への取り組み

一次試作品の限界を解析し、さらなる低消費電力化に向け下記改良を加えて2次試作を実施した。

- ・定電圧回路の改良： 電池電圧が3.7Vになったこともあり、定電圧ICをLinear Technology社の型LTC3388EDD-3#PBFに変更した。本モジュールで特に問題となる回路スリープ時（数十 μA ）の定電圧回路効率が80%以上と2倍化し、スタンバイ電流も55 μA から一桁以上下げた。



図V.1.4.1.15 定電圧ICの効率

- ・CPUほかの電力低減：CPU動作時のクロックを8MHzに下げて、電流を下げた。フローセンサについては、ごく短時間の突入電流を除くと、消費電流は仕様値より大幅に低く、100ms平均の実測で3.5mAに留まっていた。ヒータを内蔵しているにもかかわらず、MEMSゆえにその時定数が短いおかげとのことである。この結果、10分間に1回通信の定周期計測モードにおいて、通信のリトライ率を平均20%見込んでも、次ページの表に示すように大幅な低電流化を実現した。

表V.1.4.1.7 定周期型センサモジュールの消費電流

回路	状態	通信周期 600秒(10分)毎 単位 時間&周期三秒		当初想定		一次試作		二次試作		将来像	
		電流	時間	電流	時間	電流	時間	電流	時間	電流	時間
CPU	稼働	7.000	2	7.000	3	4.000	3	2.000	2	2.000	2
	スリープ	0.100	598	0.100	597	0.050	597	0.010	598	0.010	598
無線モジュール	受信	18.000	1	18.000	0.9	18.000	0.5	8.000	0.1	8.000	0.1
	送信	16.000	1	16.000	0.1	16.000	0.5	6.000	0.1	6.000	0.1
	待機	4.800	0	4.800	0	4.800	0				
	スリープ	0.001	598	0.002	599	0.002	599	0.002	599.8	0.002	599.8
定電圧電源	稼働	0.000	0	0.055	5	0.055	3	0.005	3	0.005	3
定電圧電源	スリープ	0.000	0	0.055	595	0.005	597	0.005	597	0.005	597
温湿度センサ	稼働	28.000	1	0.330	0.1	0.400	0.1	0.330	0.1	0.330	0.1
絶対圧センサ	稼働	1.500	1	1.500	0.1	1.500	0.1	0.500	0.1	0.500	0.1
フローセンサ	稼働	15.000	1	15.000	0.1	3.500	0.1	2.000	0.1	2.000	0.1
定電圧回路稼働時効率率(%)			1.00		80%		90%		90%		90%
定電圧回路スリープ時効率率(%)			1.00		40%		80%		100%		100%
合計電池電流(10分間平均mA)			0.253		0.42		0.108		0.0259		0.0259
電池種類と容量 (mAh)		CR2032	220	PD2032	75	PD2032	75	CR2032	220	CR2032	220
電池寿命(時間)			870		176.6		693.1		8505.1		8505.1
説明		CR2032で直接駆動		回路電圧安定化		チューニングの徹底		新無線モジュール & 新センサの貢献			
		・当初想定電池寿命 = 870時間		×定電圧回路追加 ×回路電圧上昇 ×CR2032→PD2032		○定電圧効率向上 ○CPUスリープ制御 ○無線部スリープ制御		○回路電圧低下 ○CPUの見直し ○CR2032再登場			

9) 通信方式の改良

一時試作においては、通信に不安定さが残り、しばしばエラーを出していた。このため、通信部のソフトを見直し、特にサーバ側無線モジュールとサーバ間のデータ授受部は1から作り直した。通信エラー発生時のリトライ回数は最大4回（従来は最大2回）に増やし、通信の安定化に成功した。全ての子機に対して4回リトライをかけるという最悪の場合を想定すると、同時にN個のセンサモジュールをモニタするには、通信周期をN秒間以上にする必要がある。

10) 操作性の向上： センサ対応

一次試作においては、所定寸法のケース内に部品を詰め込み、基本機能を確認することに注力したが、操作性に関しては、不十分さが残っていた。センサモジュールに搭載するセンサの種別、各センサ出力の生データを、所望の値に変換するスケーリングなどは、全てプログラムで処理されており、たとえばセンサのオフセット変更は、ソースプログラムを書き換え、再コンパイルする状況に留まっていた。同品種センサの個体差を補正する手段はなかった。2次試作において、これらを大幅に改善した。2次試作における、機能強化点を以下に列記する。

- ・搭載可能センサ種別： 最大7品種から、31品種に拡大した。
新規センサの追加については、従来プログラムで対応していたが、**config** ファイル内にセンサ名称を列記する形式に改め、センサの名称変更や、新規センサ名の登録を簡便化した。
- ・新センサの追加： 何らかのデジタルインタフェースを持つセンサに関しては、品種ごとにインタフェースプログラムを作成することが不可欠である。
デジタルインタフェースを持つセンサには、一次試作においては温湿度センサと絶対圧力センサがあったが、2次試作では新たに3軸加速度センサを追加した。アナログ電圧出力型のセンサについては、前記のように **config** ファイルに新名称を登録（具体的には、「予備 n」を新センサ名称に書き換える）するだけで、追加可能となった。
- ・センサ信号のスケーリング： センサ出力は、モジュール内で平均化処理を施した後に、所定周期で上位 PC に送出される。上位 PC 側では、オフセット調整（基準点における誤差補正）ならびにスケーリング処理を施して、所望する単位の数値に換算して表示する。従来はこれらを全てプログラム処理していた。同一品種のセンサを複数個用いた場合の個体差補正機能はなかった。以下に、2次試作で新たに追加した、設定用画面を示す。

センサ識別No.	センサ名称	基準値	単位	オフセット	係数	最小スケール	最大スケール
0	温度	0	℃	0	0.000776	0	30
1	絶対圧力	0	hPa	810	1	800	1100
2	フロー	0	m/s	630	0.00146	0	5
3	UVA	0		0	1	0	3000
4	照度	0	lx	8172	-0.0938	0	3000
5	UVB	0		0	1	0	30
6	加速度X	0	G	8400	0.000119	-3	3
7	なし	0		0	1	0	30
8	湿度	0	%	0	0.00096	0	100
9	差圧	0		0	1	0	30
10	新フローX	0		0	1	0	30
11	パーティクル	0		0	1	0	30
12	予備1	0		0	1	0	30
13	予備2	0		0	1	0	30
14	加速度Y	0	G	8400	0.000119	-3	3
15	加速度Z	0	G	8400	0.000119	-3	3
16	予備3	0		0	1	0	30
17	予備4	0		0	1	0	30
18	予備5	0		0	1	0	30

図V.1.4.1.16 センサ初期設定画面

センサ初期設定画面における各項目の意味は以下のとおりである。

- センサ番号は合計 31 種のセンサの識別番号。
No.7 は「なし」の指定席であり、他のセンサを設定できない。多出力センサの場合、各出力についてスケールが必要のため、出力毎に 1 番号を割り付ける。
- 基準値は、そのセンサの出力値を校正する値。同じセンサでも、使用者によって校正する基準値は同一とは限らぬため、任意に設定できるようにした。
- 単位は、センサ値を表示するときの単位。表示の小数点以下桁数が多くなりすぎないように、適当に選ぶ。
- オフセットは、本システムの場合、センサを基準値の環境においたときの、そのセンサ出力の生データ。
- 係数は、センサ出力信号と、測定値の関係を示す傾き。

-スケール変換の計算式は、
 センサ信号を ST、
 センサ基本設定オフセットを Offo、
 センサモジュールオフセット補正（後述）を Offc
 センサ基本設定係数を Ko
 センサモジュール係数補正（後述）を Kc
 基準値を S とすると

$$(ST - (Offo + Offc)) \times (Ko + Kc) + S$$
 となる。

-最小スケールと最大スケールは、センサ信号の推移をグラフ表示する場合の、
 Y 軸の最小値と最大値。

・個別センサの設定：センサ登録との機差補正のために、下記画面を設けた。

モジュールNo.	設置場所	センサ1	センサ1 オフセット補正	センサ1 係数補正	センサ1 閾値補正	センサ2	センサ2 オフセット補正	センサ2 係数補正	センサ2 閾値補正	センサ3	オフ
1		なし	0	0	0	照度	0	0	0	なし	
2		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
3		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
4		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
5		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
6		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
7		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
8		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
9		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
10		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
11		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
12		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
13		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
14		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
15		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
16		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
17		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
18		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
19		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
20		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
21		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
22		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
23		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
24		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	
25		なし	0	0	0	なし	0	0	0	なし	

図 V.1.4.1.17 モジュールへのセンサ登録と機差補正画面

-モジュール No.は、センサモジュール毎に設定された ID 番号。

-設置場所は、各モジュールの設置場所などを記入するメモ覧。

-センサ1～3は、各センサモジュールに搭載するセンサの名称。センサ4は、
温湿度センサ搭載時に使用する、湿度センサの登録覧。

-センサn オフセット補正は、当該モジュールのセンサn に登録されたセンサの、
初期設定オフセットに対する補正量。センサ初期設定画面で設定した
オフセットと、本画面で設定したオフセット補正の和が、個別センサのオ
フセットとなる。

-センサn 係数補正は、当該モジュールのセンサn に登録されたセンサの、初
期設定係数に対する補正量。センサ初期設定画面で設定した係数と、本画
面で設定した係数補正の和が、個別センサの係数となる。

(-センサn 閾値補正は、イベント対応型でのみ使用する。)

・測定値数値表示

測定中には、1行1モジュールで順次測定データが記入されてゆく。

なお、測定データをファイルに保存したものを読み出して表示する、履歴の数
値表示画面も同じような形式になっている。

ポーリング履歴データ												測定日	201
サンプル 回数	モジュ ールNo.	設置場所	時刻	センサ1	データ	センサ2	データ	センサ3	データ	センサ4	データ		
1	1	1	124415	温度	22.59°C	照度	670.48lx	なし		湿度	18.01%		
2	1	1	124420	温度	22.51°C	照度	670.48lx	なし		湿度	17.95%		
3	1	1	124425	温度	22.49°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.04%		
4	1	1	124430	温度	22.49°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.06%		
5	1	1	124436	温度	22.46°C	照度	670.29lx	なし		湿度	18.16%		
6	1	1	124441	温度	22.45°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.16%		
7	1	1	124446	温度	22.44°C	照度	670.29lx	なし		湿度	18.16%		
8	1	1	124451	温度	22.42°C	照度	670.48lx	なし		湿度	18.16%		
9	1	1	124457	温度	22.42°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.27%		
10	1	1	124502	温度	22.4°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.19%		
11	1	1	124507	温度	22.39°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.22%		
12	1	1	124512	温度	22.39°C	照度	670.29lx	なし		湿度	18.27%		
13	1	1	124517	温度	22.37°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.26%		
14	1	1	124523	温度	22.36°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.31%		
15	1	1	124528	温度	22.34°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.45%		
16	1	1	124533	温度	22.33°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.23%		
17	1	1	124538	温度	22.33°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.21%		
18	1	1	124543	温度	22.31°C	照度	670.29lx	なし		湿度	18.21%		
19	1	1	124549	温度	22.31°C	照度	670.48lx	なし		湿度	18.26%		
20	1	1	124554	温度	22.31°C	照度	670.48lx	なし		湿度	18.27%		
21	1	1	124559	温度	22.31°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.27%		
22	1	1	124604	温度	22.3°C	照度	670.29lx	なし		湿度	18.21%		
23	1	1	124610	温度	22.27°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.24%		
24	1	1	124615	温度	22.26°C	照度	670.39lx	なし		湿度	18.26%		

図 V.1.4.1.18 測定履歴数値表示画面

・測定値のグラフ表示

モジュール毎の複数センサの測定値を、グラフ形式で表示する。

Y 軸目盛はセンサ初期設定で、X 軸は本画面右上で設定する。

グラフが画面右端に到達すると、スクローリングが始まる。グラフの一部を選んで、拡大表示する機能を追加した。



図 V.1.4.1.19 測定値グラフ表示画面

1 1) イベント対応型の試作

環境条件計測の定周期型のほかに、ワークの移動、ドアの開閉、人の移動などを捕らえて、所望の対応（例えばダウンフロー量の変更、照明の ON/OFF など）をするには、変化を捉えて遅滞なくサーバに伝えるイベント対応型のセンサモジュールが必要と考えられる。このため、3 軸加速度センサ、フローセンサを搭載可能で、常時センサに通電し、所定の値を超えるとサーバ画面に表示する、イベント方式のモジュールを試作した。センサに常時通電のため、大きな電池を搭載し、実用性を考えて非接触充電機能を付加した。サーバへの通報はイベント発生後 5 秒以内に完了する。通報までの間に複数回のイベントが発生すると、閾値超え量が最大のセンサ出力を表示させるようにした。本モジュール用に 3 軸加速度センサ (ST マイクロ社の LIS3DH) を搭載し、別途 3 軸フローセンサ、差圧センサ、パーティクルセンサ接続の準備も施した。

常時通電のため、1,400mAh の大容量リチウムイオン電池と、非接触充電器を組み込んだ。



図V.1.4.1.20 イベント対応型モジュール

1 2) クリーンルームでの計測

高機能センサモジュールを、一般的な環境計測以外に応用展開する試みとして、立命館大学びわこ草津キャンパス内のクリーンルームで、パーティクルカウンタ、絶対圧力計、フローセンサを用いた測定を実施した。(モジュールの適用可否判断のため、モジュールより高速・高精度の機器を使用。)

この結果、フローセンサで人の移動を検知できることが確認できた。ただし、検知すべきフロー変動が急速なため定周期計測のモジュールではいくら計測周期を短縮しても(せいぜい数秒が限界)追従不能であり、イベント対応型のモジュールの必要性が確認された。絶対圧力計からは、有意な測定結果は得られなかった。

フローセンサとの距離を色々替え、速歩、ゆっくり移動、あるいは椅子より立ち上がるなどの動作をし、センサ波形を観測した。センサからの距離40cm程度が、早足で歩いても検出できる限界。また、波形の中は、狭いものでは0.2秒程度であった。

表V.1.4.1.8 フローセンサによる人の移動検出結果

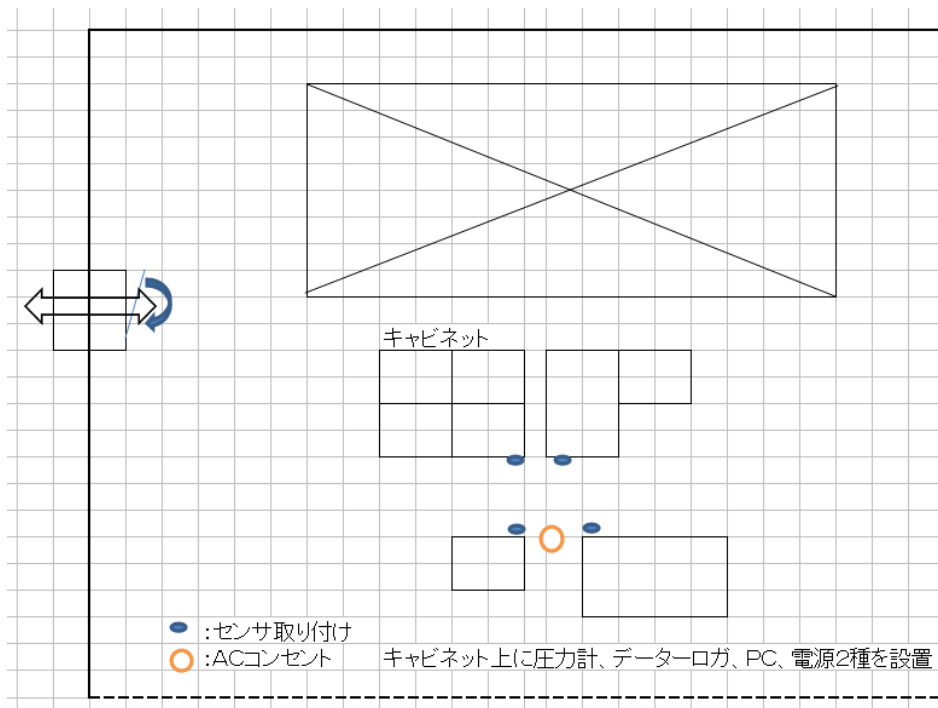
センサとの距離	速歩	ゆっくり歩行	椅子から立上る	しゃがんで立上る
20cm程度	○/3510	○/8180	×	○
40cm程度	○/4670	×/5860	×/3510	×/4670
60cm程度	×	×	×	×

/の後ろは、約1分後のパーティクルセンサ出力変化量(定常値=1160)

速歩: 約 2m/s ゆっくり: 約 1m/s

クリーンルーム内のセンサ配置を下図に、実験場風景と、センサ出力波形例を次ペ

ージ以降に示す。今回実験したクリーンルームはメッシュのない平面床であり、各ブローセンサは、床上80cmに垂直センサ、床上78cmに水平センサを一組として、下図のように4箇所に取り付けた。通路間隔は120cmであった。



図V.1.4.1.21 クリーンルーム内配置図



図V.1.4.1.22 クリーンルーム内測定現場

静止状態では、下図のようにフローセンサ出力はほとんど出ていない。紫色のグラフは、絶対圧測定器の出力であり、常時変動しているものの、その値には人の移動やクリーンルームドアの開閉による変化が認められなかった。

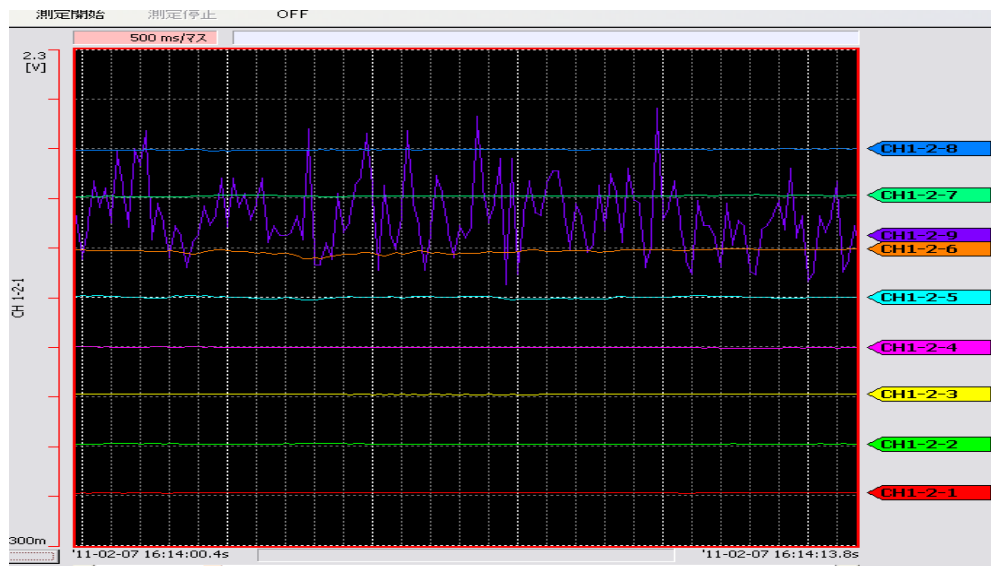


図 V.1.4.1.23 静止状態、CH-2-9（紫色）のみ圧力、それ以外はフローセンサ出力

人が移動すると、次ページグラフのように、フローセンサ出力に明らかな変化が現れた。ただし、変化が観察できるのは、センサから約 40cm 以内における移動に限られている。



図 V.1.4.1.24 ゆっくり歩行、CH-2-9 のみ圧力、それ以外はフローセンサ出力

1 3) イベント対応型の仕様検討

前述のとおり、イベント対応型センサモジュールで検出すべきイベントは、フローセンサでもパルス幅 0.2 秒以下、加速度センサによるワークの移動や衝撃の検出だと数十 ms 以下の高速応答が求められる。このためイベント検出用のセンサは常時通電する必要があるほか、その信号を受け取る CPU も、割り込み信号発生機能のないセンサがある以上、常時通電する必要がある。しかしながら、イベント信号の用途を考えると、現状例えばパーティクルセンサによるダウンフロー制御では、パーティクルセンサ自体の応答速度が 30 秒から 1 分かかっており、瞬時の制御応答が求められるわけではない。

この点に鑑み、イベント対応センサモジュールはセンサ部の高速応答を維持しながら、上位 PC との通信については、5 秒以内の応答で確実な (= 衝突の発生しない) 通信方式を採用した。具体的には、通信周期を同時にモニタすべきセンサモジュールの数に応じて、1 ないし 5 秒に設定可能とした。

イベント検出のための閾値は、当初センサ出力の生データ値としたが、設定を容易にするため、スケール変換後の単位を用いた値に改めた。

センサモジュール自体は、定周期型とは搭載するセンサが異なるものの、回路は当然同一とした。加えて、センサモジュール内のファームウェアも両方式で同一とし、上位 PC からの指示でいずれにも切り替え可能とした。

PC 用の特定小電力無線モジュール (ドングル) も両方式同じものである。ついであるが、センサモジュールの ID 番号は、一次試作ではプログラムで設定していたが、2 次試作では、上位 PC から書き込む方式に改めた。この結果、各モジュールに同じファームウェアを書き込めばよくなり、作業性が大幅に改善された。

上位 PC 側では、定周期型センサモジュールとイベント対応型センサモジュールを同時に監視すべき場合が想定される。このため、両方式が同時に稼働できるように、システム設計を行った。

1 4) イベント対応型の画面

イベント対応型システムの、センサ初期設定画面を以下に示す。イベント検出ための閾値設定覧が加わっている。この閾値と、モジュールセンサ補正設定画面に入力される個別センサの閾値補正值の合計でもって、イベント発生を判定させている。

センサ識別No.	センサ名称	閾値	基準値	単位	オフセット	係数	最小スケール	最大スケール
0	予備0	0	0		0	1	0	30
1	絶対圧力	0	0		0	1	0	30
2	フロー	0	0		0	1	0	30
3	UVA	0	0		0	1	0	30
4	照度	0	0		0	1	0	30
5	UVB	0	0		0	1	0	30
6	加速度X	0	0		0	1	0	30
7	なし	0	0		0	1	0	30
8	湿度	0	0		0	1	0	30
9	差圧	0	0		0	1	0	30
10	新フロー	0	0		0	1	0	30
11	パーティクル	0	0		0	1	0	30
12	予備1	0	0		0	1	0	30
13	予備2	0	0		0	1	0	30
14	加速度Y	0	0		0	1	0	30
15	加速度Z	0	0		0	1	0	30
16	予備3	0	0		0	1	0	30
17	予備4	0	0		0	1	0	30
18	予備5	0	0		0	1	0	30

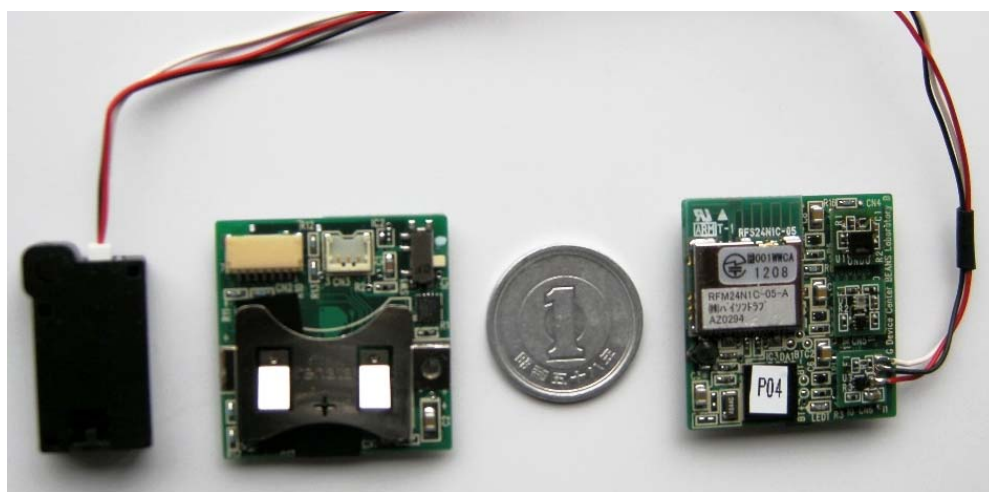
図 V.1.4.1.25 イベント対応方式のセンサ初期設定場面

検出結果の表示については、定周期方式と同様である。ただし、イベント発生がない場合は、当然ながら表示データがなく、対応する数値表示の行が出てこない。イベント発生時には、閾値を超えた値、通信周期内に複数のイベントが発生した場合には、閾値を一番大きく超えた値が表示される。

グラフ表示の場合、定周期方式のような折れ線グラフにはならず、イベント発生時のみの棒グラフ状表示となる。

(3) センサモジュール試作品の評価

1) 定周期計測型高性能センサモジュール



図V.1.4.1.26 フロー、照度、温湿度センサを搭載した主基板の表裏

目標サイズのケースに、所定の機能を組み込み、測定周期10分間の場合で平均消費電流約110 μ A以下を達成した。

表V.1.4.1.9 仕様項目ごとの結果

目標仕様	結果
①通信距離 半径10m	①半径 10m
②最大モジュール数 定周期計測時 100台 イベント対応時 50台 デモ時 10台 *定周期とイベントは、別周波数を使用	②同左 イベント対応版は、25台 毎に別周波数を使用。
③定周期計測モジュール 1、2、5、10、15、20、30、60分 デモ時 5秒、10秒、30秒 スリープなし イベント対応モジュール 5秒(固定)	③定周期モード 5~3600秒 30秒以下スリープなし。 イベントは同左
④搭載可能センサ 定周期計測 温湿度、照度、絶対圧、フロー、UV照度 イベント対応 加速度、絶対圧、差圧、新フロー、パーティクル	④同左 新規電圧出力センサも 接続可
⑤搭載電池 定周期計測 PD2032または同等品 75mAh 平均消費電流 約110 μ A イベント対応 500mAh以上 非接触充電装置を組み込む	⑤定周期PD2032 75mAh 平均電流 約110 μ A イベント 1,400mAh 非接触充電装置組み込み
⑥使用温度、湿度範囲 15~35 $^{\circ}$ C、30~80%Rh	⑥同左
⑦外形寸法 定周期計測モジュール 30 \times 30 \times 10mm以内	⑦定周期 同左

次ページの表にこれまでの主な発表されているセンサモジュールを記す。約30種のセンサの中から3種を選んで搭載できる構成であるものはほかには類はなく、3種多種センサを搭載可能にしたモジュールで30mm x10tのサイズは市場初であると考えられる。

表V.1.4.1.10 各種無線方式センサモジュール

Developer		T社	H社	C社	M社	S社	UoC	UCLA
Target	Illumination Air conditioner Security			Distributor Retailer	Elevator, etc.		Wearable	Wearable
Stage	Prototype	Product	Product	Product	Product	Product	Prototype	Prototype
Photo								
Battery	CR2032	CR123A	AAA*2	Li-ion	CR17450	CR1632		
Wireless	License free	ZigBee	Proprietary	Bluetooth	ZigBee	Wi-Fi		
Sensors	Temperature Humidity Illumination	Temperature Humidity	Temperature Humidity Illumination	Acceleration Gyro	Temperature Humidity Illumination Pressure Acceleration	2axis Acceleration	Temperature Humidity Illumination Pressure Acceleration etc.	
Size	25*25*20	69*69*34	219*97*24	45*45*18.5	102*24.5*64	12*12*4.5	70*55*18	
Bat. Life	1 Y	1 Y	6 M	10 H	10 Y		4.5 H	

2) イベント対応型センサモジュール

同時最大 50 個のイベント対応型センサモジュールをモニタできるシステムが完成した。(26~50 個の場合は、PC 側無線モジュールを 2 個使用。) イベント検出遅れはモジュール 5 個までなら最大 1 秒間、25 個以上で最大 5 秒間となった。

3) 実用化に向けた共通課題：センサインタフェースの標準化

複数メーカーからこの種モジュールが発売され、広く普及するためには、搭載センサとモジュール主基板とのインタフェースの標準化が不可欠である。標準化が実現した暁には、用途に応じて、搭載センサ数、センサ種類、使用目的、測定頻度、使用環境、などの異なる様々な新モジュールの設計が容易になり、搭載するセンサ子基板の量産効果によるコストダウンも大いに期待できる。

標準化企画にあたって、考慮すべき点を列記する。

- ・コネクタ：今回は究極の小型化、薄型化追求のため、前記のコネクタを採用したが、着脱のしやすさ、接続の確実な維持に不安が残ることも否めない。特に、加速度センサなど振動や衝撃に曝される用途やフローセンサのように接続線を引き出す場合には、接触不良が懸念される。逆ざし防止機能がなく、センサ子基板がごく小さく方向を見誤り易いことも、取り扱いを困難にした。広範な普及のためには、より確実に接続できる方式への変更が望まれる。
- ・デジタルインタフェースの標準化：今回は、3 種類のデジタルインタフェースを持つセンサを搭載した。電圧出力式のセンサと異なり、デジタルインタフェースを持つセンサは、使用される信号の種類、伝送方式、データフォーマットがまちまちである。このため、アナログ電圧方式と異なり、試作完了後に新たなセンサを追加使用することが不可能となる。消費電力の低さ、ノイズ対策の容易化、複合・高機能センサの可能性など、デジタルインタフェースセンサへの期待は大きい。たとえ、検出対象は異なっても、主な信号端子機能、伝送方式、測定データやパラメータ設定データ型式の標準化が望まれる。そうすれば、試作完了後の新センサ追加使用が可能になり、同時に新規モジュールの設計も容易になるのは確実である。

4) 実用化に向けた共通課題：回路電圧と電池

今回は、フローセンサの仕様から、回路電圧を 3.3V とした。しかしながらその他の使用部品は、全て 3V 以下で動作可能である。電源電圧低下は直接消費電力減少に寄与するため、使用部品の動向に合わせ、回路電圧の一層の低下が望まれる。また、今回は電源回路に 22 μ F しか接続できず、内部抵抗の低い(残念ながら体積あたりの容量

も低い) 電池を採用せざるを得なかった。

モジュールの外形寸法がもう少し大きければ、数十 mF の大容量コンデンサを電源回路に付加して、内部抵抗の高い電池を使用することが出来る。(モジュール内の隙間を埋める変形した大容量コンデンサ、あるいは、モジュール内の空間に合わせた形状の電池が生産されれば、これにこしたことはない。) 将来的には、エネルギーハーベスト技術を活用した電池レス方式こそが、無線式センサモジュールの進むべき道であろう。

5) 実用化に向けた共通課題：センサ

今回採用したセンサの中には、電源電圧 3.3V、瞬間最大電流 15mA のものから、2 V 程度で動作し、消費電流も 1 μ A 程度のもので様々である。今後のためには低電圧、低消費電流はもとより、電源投入後の応答時間の短いもの(スリープ機能を持ち、即立ち上がるものでも良い)、あるいは何らかの条件を設定することで、CPU に割り込み信号を送出できるものが望まれる。

近い将来に期待される低消費電力 LSI、新センサ原理各テーマで培った新センサ類、あるいは低消費電力の無線モジュールが出現すれば、応じて消費電流が下がることは論を待たない。

センサのスケーリングに関しては、2 次試作で個体差補正までの機能を組み込んだ。今後は、初期設定、個体差補正設定の自動化が望まれる。

6) 実用化に向けた共通課題：制御システムとの連携

今回開発したのは、各種センサ信号を収集するシステムである。その有効活用のためには、これら収集システムで得た情報を、制御系システムに引き渡す必要がある。制御側のシステムが決まれば、連携の具体化自体は容易であろう。

7) 実用化に向けた課題： 定周期型

実用化はすぐに可能と考える。実用化に向けて主な検証項目としては以下を予想する。

-) センサ、無線等をコネクタ接続方式で考えているが、実際のアプリケーションを想定すると振動等の環境の影響が懸念される。本センサモジュールで評価を進め。実用には一般的な振動・衝撃信頼性基準を十分クリアすることが前提であり、コネクタ強度の改善、あるいは固定式とすることが必要である。
-) また、メンテナンスの手間は実用に際して非常に重要である。電池の交換のしやすさ、電池を外さなくて充電可能な方式にする等の工夫が必要と考える。

8) 実用化に向けた課題： イベント対応型

今回は、センサのみならず、センサ信号捕獲のために CPU にも常時通電した。 ST マイクロ社の加速度センサチップは、センサ自体に閾値を書き込み、CPU に割り込み

信号を送る機能を持っている。イベント対応型モジュールに搭載するセンサが全て割り込み信号発生機能を持てば、CPU は通信時以外にスリープすることが可能になり、消費電力を低減することが出来る。

イベント検出にあたっては、閾値を超えたことのみを判定しているが、実用上は、閾値を下回った場合、変化量がある値を超えた場合など、様々な判定仕様が考えられる。具体的な用途に照らして、機能拡大することが望まれる。

(4) 低消費電力無線センサ端末用受信機の検討

1) 概要

本受信機は、無線センサネットワークに必要な同時多元接続と、無線センサ端末の送信時の低消費電力化を可能とする、新たに考案した受信技術の実現可能性を検証するために試作したものである。低消費電力化とは、送信電量の低減による端末の送信時間の短縮と、受信機の高感度化による端末の放射電力の低減である。本報告書では上記を実現する回路構成と動作試験を行った結果について報告する。

2) 背景と目的

無線センサ端末では、送信動作が（本受信機を用いたシステムは単方向通信を前提としている）、最も消費電力が大きい動作の1つであり、この低消費電力化は端末のメンテナンスフリー化のためには必須となる。

センサネットワークでは、端末を大量分散配置するために同時多元接続を必要としており、端末の低消費電力化のためには信号処理量の少ない FDMA(frequency division multiple access)がその手法として望ましい。これまでの受信機では、1つの受信チャンネル（周波数）を選択し、そのチャンネルの電文の復調を波高弁別法により行っている。この手法では1つのチャンネルに1つの回路を必要とすることになり、多数のチャンネルを必要とする場合には、回路規模が膨大になる。また、波高弁別法では閾値を基準として復調を行っており、閾値をフィードバック制御により調整することで感度を向上させているが、更に感度を増加させることができれば少ない放射電力で通信が行えることになり、端末の低消費電力化になる。本試作では、端末の送信時の低消費電力化と高感度同時多元接続を可能にする下記手法の実現可能性を検証する。

3) 受信方法

通常、無線通信の電文にはシンボルのタイミングや、電文内のフレーム位置を同期するための数 10bit の情報を必要とするが、本手法ではこれを 2bit の固定文とし、電文の同期、検出を行う。多元接続方法には FDMA を採用する。これらを可能にする検出方法として、所定の帯域の電波を FFT(fast fourier transform)した周波数スペクトルの時系列データを用い、上記 2bit の固定文が存在する場合に該当する条件を複数検証

する方法を用いる。

実際には、310～320MHz の受信した電波をヘテロダインで 10MHz の中間周波数にして FFT 処理し、そのデータを時系列でメモリに保存する。その時系列データから電文である可能性の高い電文開始 Frame(1 回の FFT 処理で出力された結果群)、チャンネルを下記方法により検出し、その開始 Frame から設定した電文長分の電文データを抽出する。

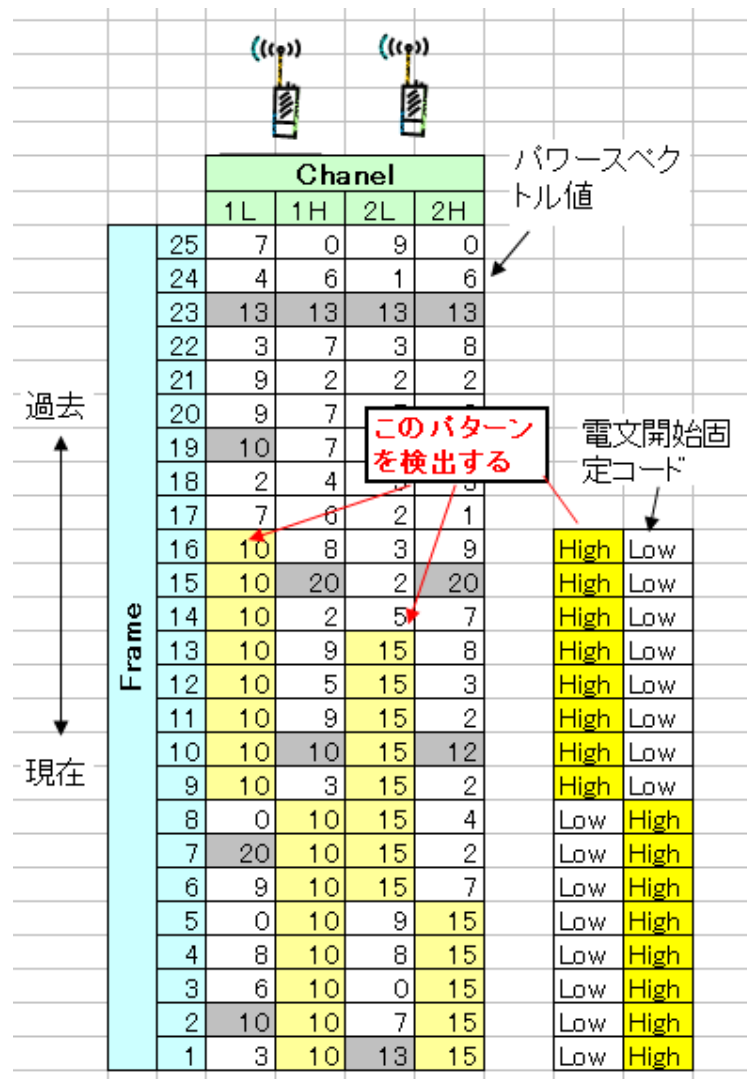
(i) 電文検出方法

・前提条件

1. 電文には開始固定コード(01)がある。
2. 各端末における送信周波数 (チャンネル) は既知である。
3. 各チャンネルには FSK(Frequency-shift keying)された信号の Low, High がある。
4. 電文は連続送信されることはない。

・検出方法

1. 受信電波を FFT し、その周波数スペクトル値を時系列で保存する。(下図参照)
2. 下図ではチャンネル 1L、Frame16 が電文開始コードの開始位置となる。例えばこの位置の周波数スペクトル値 (以下、「値」) は、このチャンネルのこれより過去の Frame の 1L の値及び 1H の値よりも高い可能性が高い。同時に、電文開始コードの他の位置 (つまり Frame9 から Frame15 の 1L、及び Frame1 から Frame8 の 1H) の値も、Frame16 より過去の Frame の 1L の値及び 1H の値よりも高い可能性が高い。これら電文開始コードの計 16 位置の値それぞれを、Frame17 から Frame32 の 1L と 1H の計 32 位置の値それぞれと比較する。この条件数は計 512 である。
3. 更に、同上電文開始コードの開始位置 (Frame16 の 1L) の値は、同じ Frame の同じチャンネルの相対する FSK 周波数 (Frame16 の 1H) の値よりも高い可能性が高い。同時に、電文開始コードの他の位置 (つまり Frame9 から Frame15 の 1L、及び Frame1 から Frame8 の 1H) の値も、相対する FSK 周波数 (つまり Frame9 から Frame15 の 1H、及び Frame1 から Frame8 の 1L) の値よりも高い可能性が高い。これら電文開始コードの計 16 位置の値それぞれを、相対する FSK 周波数の値それぞれと比較する。この条件数は計 16 である。
4. このようにして、このチャンネル、この時刻に電文があるのであれば満たすであろう両条件 (上記の前提条件に基づく) をある確率以上満たす場合、その位置を電文開始位置とする。
5. 1 回の FFT 処理ごとにこれを全チャンネルについて行う。



図③-3.28 FFT した周波数スペクトルの時系列データと検出方法

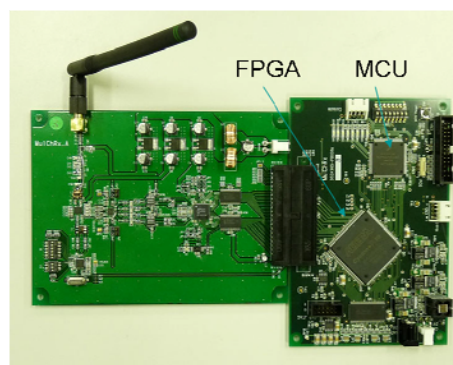
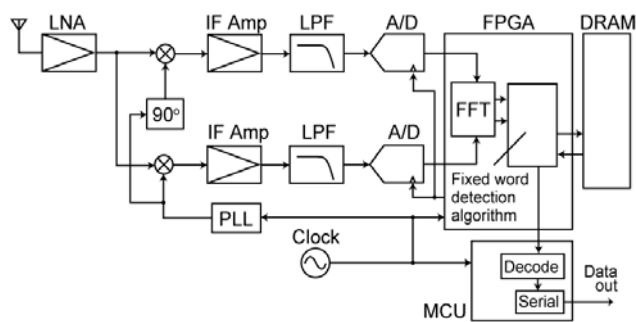
(ii) 電文復調方法

1. 電文は電文開始コードを含め 1bit あたり 8Frame で、電文データは電文開始コードに続く。2-1 電文検出方法の、検出方法 1 項の時系列データより、電文開始位置から始まる電文開始コードも含めた 8Frame 毎に 1bit の電文データを下記 2 項に従って復調する。
2. 1bit 内の各 Frame について、それぞれ相対する FSK 周波数の値を比較し、L/H 判定する。当該チャンネルの周波数が低い側の値のほうが大きければ L とし、そうでなければ H とする。各 Frame の計 8 判定のうち、L 判定のほうが多ければ 0 とし、H 判定のほうが多ければ 1 とする。同数の場合は、この bit を含

む電文自体を誤りとする。

3. 2項及び後の受信電文検査で誤りと判定された場合、検出された電文開始位置の2Frame過去、1Frame過去、1Frame未来、2Frame未来を、順に電文開始位置として同様に復調と受信電文検査を行う。受信電文検査で誤りが無ければその時点で、それを受信電文とする。全て誤りと判定された場合、この電文は誤りとして排除する。
4. 2項で、0に復調されたL判定の周波数が低い側の値、及び1に復調されたH判定の周波数が高い側の値を、電文全体に渡り平均した値を受信信号強度とする。

(iii) 回路図と基板写真



アナログ・フロントエンド デジタル回路

図③-3.27 (a)回路図、(b)基板

(iv) 動作試験と結果

・試験方法

信号発生機 (ROHDE&SCHWARZ 製 SMU-200A) を用いて、固定文 01 をもつ電文を発生させ、受信機により受信可能かどうかを確認した。

同軸ケーブルで信号発生機と受信機を接続した場合

信号源周波数 (MHz)	信号源強度 (dBm)	受信成否	信号源強度 (dBm)	受信成否
310.3692	-35		-105	
315.1692	-35		-105	
319.7662	-35		-105	

・-105dBm 以下では受信できない場合が多かった。

信号発生器と受信機にアンテナ (Linx Technologies Inc 製 ANT-315-CW-HWR-SMA)を接続し、発信機と受信機を 1.5m 程度離して無線で受信した場合

信号源周波数 (MHz)	信号源強度 (dBm)	受信成否
310.5635	-30	
	-36	×

・受信機部分でのノイズレベルの測定は行っていない

(複数チャンネル同時に信号を同時に出す装置がないため) アナログ回路を介さず、直接デジタル信号をパソコンより入力し、4チャンネル同時に電文を入力した結果、4チャンネルで同時に受信が可能であることを確認した。

(v) まとめ

無線センサネットワークに必要な同時多元接続と、無線センサ端末の送信時の低消費電力化を可能とする新たに考案した受信方法を試験する受信機を試作し、その実現可能性があることを実証した。今後はアナログフロントエンド、デジタル部分を分けて詳細な性能試験を進める。

5) 事業化に向けた課題と今後の進め方

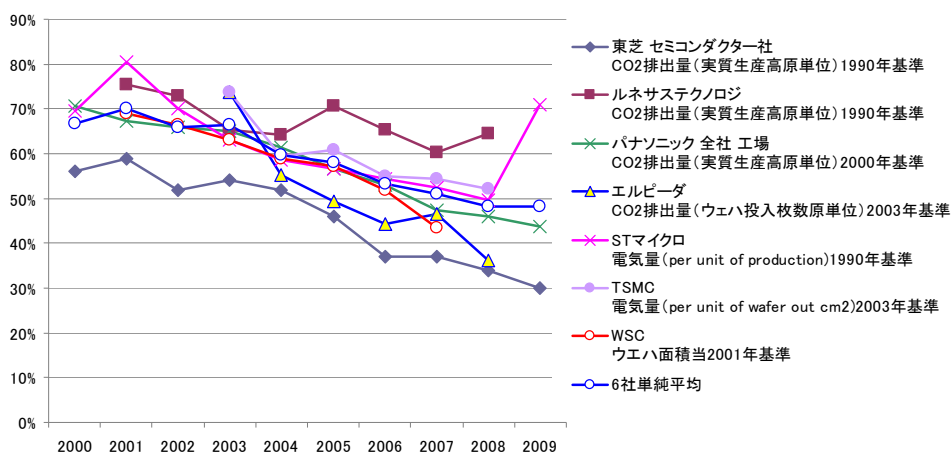
(i) クリーンルームでの市場規模、センサネットワークのアプリケーション調査

センサネットワークの事業化に向けた課題抽出に向けて、クリーンルーム、植物工場等のセンサネットワークの活用が想定されている、市場、および省エネに対する課題を明確にする必要がある。以下に高機能センサモジュールを用いたセンサネットワークが適用される想定価値のある市場調査の結果について記す。

a)消費エネルギーの推移と内訳

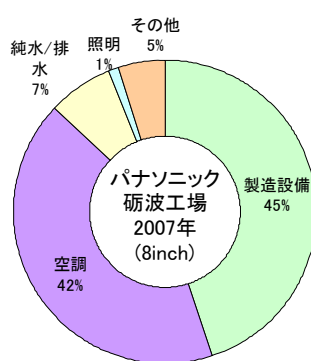
地球温暖化防止のため社会全体に省エネルギーが求められる中、クリーン・ル

ームはエネルギー多消費型の施設でありエネルギー削減が進められている。各メーカーから発表された消費エネルギーの推移を図V.1.4.1.293.1.4.1.29に示す。基準年は企業ごとに異なるため、1990年比の値に補正している。各社排出量を低減させており、2009年では1990年比平均でおよそ5割の省エネルギー化が進められている。



図V.1.4.1.29 各メーカー発表の消費エネルギー推移 (基準年の違いを規格化)

エネルギーの内訳の例としてパナソニックの砺波工場で消費されたエネルギーの割合を図V.1.4.1.30に示した。製造設備と空調や排水などの動力設備の割合はおよそ1:1である。動力設備の中でも空調(冷凍機を含む)が最も大きく、全体に対しても42%と多い。



図V.1.4.1.30 パナソニック 砺波工場 (2007年度) 消費エネルギー割合 (出典) パナソニック 砺波工場発表資料 より

b) クリーン・ルームの省エネルギー対策

クリーン・ルームの省エネルギー対策は大きく分けて以下に分類することができる。

- 空調方式
- 熱源
- 装置

空調方式

空調方式を変更するには建屋全体の変更が必要になるため、クリーン・ルームの新設時に、新しい方式が導入される。1990 年ごろには大型のファンを使ってクリーン・ルーム全体を一括して空調を行う方式であったが、1995 年ごろから FFU を用いたユニット方式に移行し、2004 年ごろからは、必要と思われる必要最小限の部分だけに局在化してクリーン度を上げ、他の部分は循環風量を削減化する局所空調方式が用いられるようになった。必要な製造環境に応じて局所的に空気か循環し、効率的に清浄な環境を維持している。

現在では必要なクリーン度とクリーン・ルームの規模（面積）によって各種の空調方式化から適したものを選択して用いている。

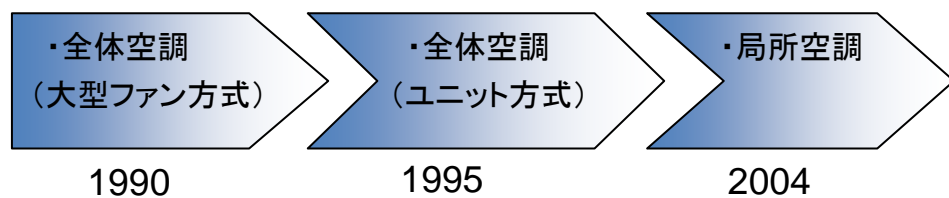


図 V.1.4.1.31 空調方式の変遷

空調が使用するエネルギーの占める割合は約 4 割（図 V.1.4.1.30）と大きく、その削減効果が大きいため空調方式を変更することで低エネルギー化が進められている。JEITA の試算では全体空調から局所空調へ方式を変更することで空調のエネルギー使用量はもとの全体空調の 40%（図 V.1.4.1.32）と大幅な省エネルギー化が推進されている。

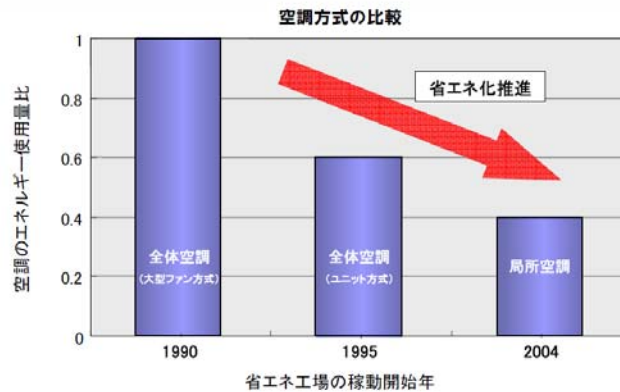


図 V.1.4.1.32 空調方式の改善による消費エネルギー低減
(出典) JEITA 発表資料より

冷熱源

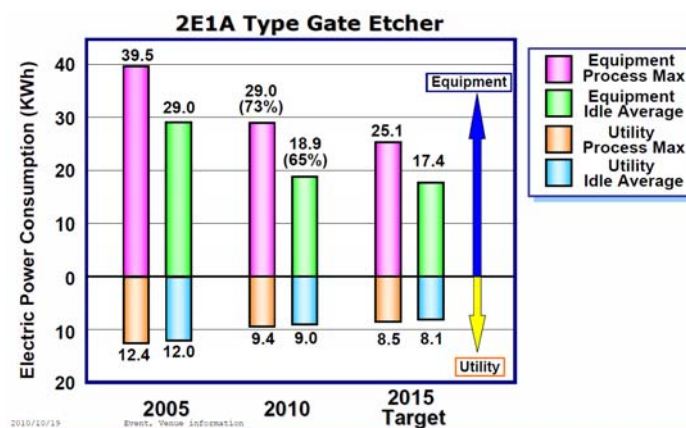
クリーン・ルーム内の装置を冷却し、室内の温度・湿度を一定に保つため、様々な冷熱源がクリーン・ルーム内に存在する。例えば、導入する外気の空調、クリーン・ルーム内で循環させる空気の空調、冷却水の生成、供給する純水の温度調節などがある。これらの冷熱源に関して廃熱の再利用、ヒートポンプやインバータなどの高効率機器の導入などにより省エネルギー化を実現することができる。

装置

装置ごとに新機種で省エネ性能の向上が進められている。装置の省エネ化を行うためにはプロセス処理時のエネルギー低減を図るとともにアイドル時のエネルギー低減を図ることが重要である。多くの装置は温度や真空度を一定に保つためにアイドル時にも処理時に近いエネルギーを消費している装置が多く、これを如何に減らすか課題である。

また、真空ポンプやチラーなどの装置のユーティリティ側でもモーターのインバータ化などによる省エネルギー化が進められている。

図 V.1.4.1.33 に装置の消費エネルギーの削減例として日立ハイテクノロジーズのドライエッチャーの消費エネルギーの変遷を示す。2005 年時点に比べ 2010 年ではプロセス処理時 73%、アイドル時では 65%、およびユーティリティ側では処理時で 76%、アイドル時で 75%の消費電力となっている。



図V.1.4.1.33 ドライエッチャーの消費エネルギーの変遷（日立ハイテクノロジーズデータ）

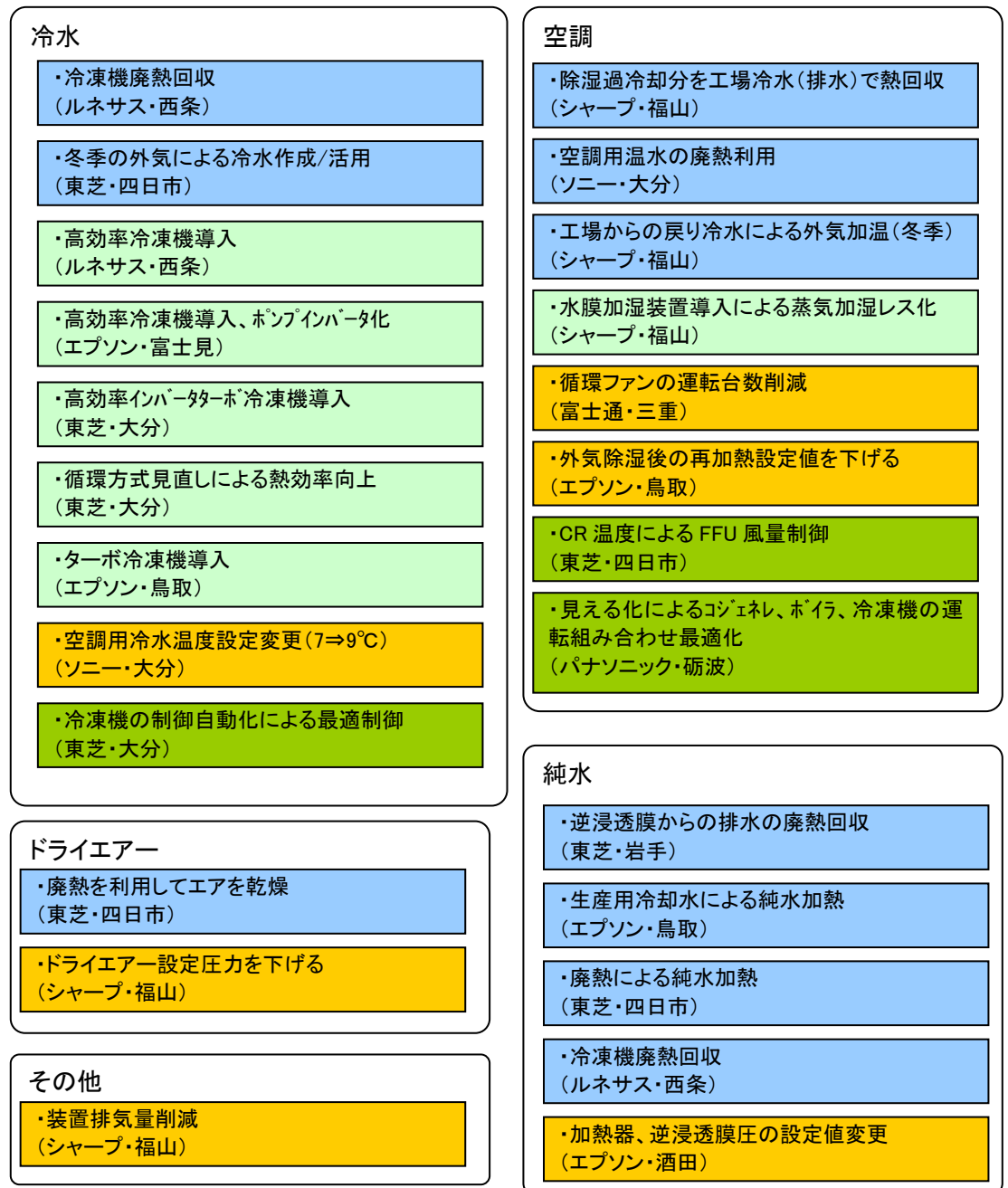
（出典）SEMI 2010年 省エネ座談会 発表資料より

以上の省エネルギー技術をまとめる。

- 空調方式では新たな空調方式の導入により 40%の省エネルギー化が推進されている。
- 熱源に関しては、廃熱の再利用、ヒートポンプやインバータなど高効率機器の導入が主な対策である。
- 装置では、新機種で省エネルギー性能が向上されており、旧モデル比で 50 から 70%の削減を行っている。

c) 技術動向

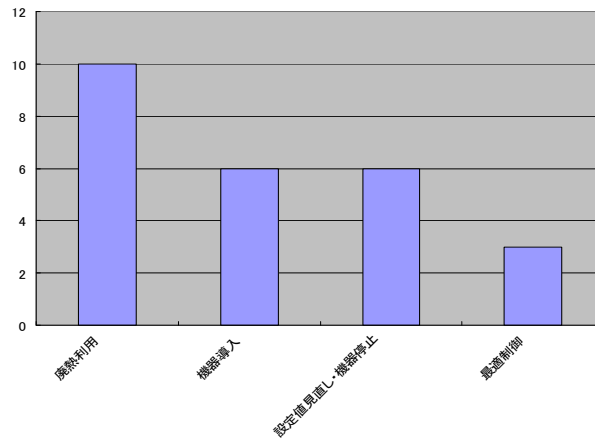
平成 20 年度に公表された各社の対策を図 V.1.4.1.34 に示す。設備の空調、水まわりが対策の中心となっている。対策は冷水・純水の水処理関係と空調が中心である。生産装置に関するものは少ない。



廃熱利用
機器導入
設定値見直し・機器停止
最適制御

図 V.1.4.1.34 対策技術マップ

対策技術の事例件数を図V.1.4.1.35に示す。「廃熱利用」の件数が最も多く、「機器導入」「機器見直し・機器停止」が続く。また、「最適制御」の件数は少ない。

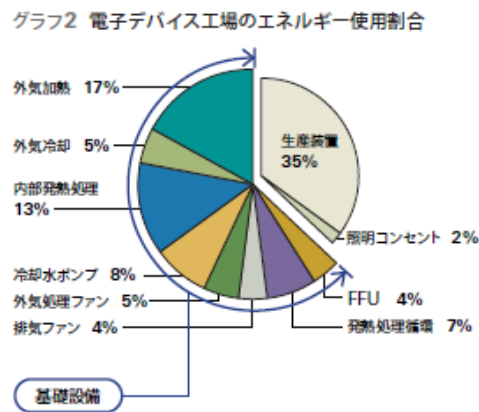


図V.1.4.1-35 対策技術

省エネルギーの対策はおもに水処理と空調の設備に対して行われており、対策技術は「廃熱利用」最もが多く、「機器導入」「機器見直し・機器停止」が続く「機器制御」は比較的少ない。

d) クリーン・ルームの排気量削減による省電力効果

図V.1.4.1.36に工場のエネルギー使用割合を示す。外気導入に伴い必要となる消費エネルギーの割合は、排気ファンで直接消費される4%と、外気導入に伴い必要となる間接的な「外気加熱」「外気冷却」「外気処理ファン」の割合17+5+5=27%の合計31%となる。排気に伴い必要となるエネルギーは、クリーン・ルームで消費される全エネルギーの31%と大きい。ガスセンサを導入することなどにより、排気量をコントロールし、排気量を削減できれば、省エネルギー効果は大きい。



図V.1.4.1.36 工場（エプソン）のエネルギー使用割合（出典）エプソン発表資料より

2) 事業シナリオと課題

- 本プロジェクトではクリーンルームの省エネルギーに向けて、クリーンルーム内の温度、湿度、風量等の環境をきめ細やかにセンシングをし、最適環境制御を行うことで省エネルギー化を実現することを目的としている。そして、
 - 1 項の検討で記載のとおり、きめ細やかなセンシング、および最適制御を行うことによって省エネルギー化がはかれることが確認できた。しかしながら、実際のビジネスにあてはめて考えると 10cm□サイズ、そして 10 万円/個以上するパーティクルセンサを細かく多数設置することはスペース、および投資の観点で現実性がない。本プロジェクトで作成したセンサモジュールは 30mm × t10mm の小型サイズでありスペースの観点では実用レベルにあると考える。また、価格についてはセンサによるが、従来センサコンポーネントに比べて、原価で一桁以上の価格に抑えることができると考えている。これは、次のことが大きく寄与していると考えている。

市販のディスクリット部品で構成していること、
約 30 種類のセンサ、無線、そしてバッテリーを差し替えできセンサ項目によらずに汎用化ができていないこと。
同一センサモジュールでも上述のとおり一定周期でのセンシング、常時センシング方式等にも対応した共通センサモジュールであり、想定される利用状況にほとんど対応できるプラットフォーム化を進めたことが 3.1.4.1.3 項記載の課題はあるが、標準品での構成、汎用性が高いために実用化に向けての障壁は低いと考えている。

- 本高機能センサモジュールはクリーンルームをはじめ、電力削減効果の大きい投資対効果の成立するアプリケーションでは早期に実用化が進むと考える。
が、以下の観点でさらなる改善が望まれる。
 - ① 電池レス化：電池には寿命があるため寿命が存在する。電池交換の工数、バッテリー切れによるセンシング動作不良等の課題がある。
このために、メンテナンスフリーであることは実用化加速に非常に重要なポイントである。
振動、照明、太陽光等の環境で発電するデバイス、あるいは環境電源からの無線給電等の技術が必要となる。

②低消費電力化

電池レス化に大きく影響するのが低消費電力化である。

センサの消費電力ばかりでなく、待機電力、処理回路の消費電力、そして、無線での消費電力トータルでの改善が重要である。

上記改善に向けては以下のような候補技術が望まれる。

- ・ センサ ・ ・ 静電容量方式等消費電力の少ないセンサ
- ・ 無線 ・ ・ センシング処理アルゴリズムによる無線送信頻度を必要最小限に行う。あるいは、センサでの送信内容を極力抑え短文での通信を行う。また、無線出力が小さくても確実にセンシング情報を拾える受信技術。
- ・ LSI ・ ・ センサネットに特化した省電力 LSI
- ・ 待機電力 ・ ・ 何らかのセンシング情報でセンサモジュールが動作するイベント起動型スイッチ

低コスト化

センサネットワークを広く普及させるためには、上記メンテナンスフリーに加えて安価であることが不可欠である。本高機能センサモジュールではディスクリート部品の組合せで共通化しており、比較的安価な構成となっている。さらなる低コスト化を進めるためには、ディスクリートではなくウェハレベルでの集積化が重要となる。8インチ、あるいは12インチ単位でのセンサモジュールの集積化をはかり、チップレベルでセンサノードとして機能することができると格段に安価なセンサノードが形成できる。将来のセンサノードのイメージを以下の図に示す。複数のセンサ、信号処理、無線、そして発電および蓄電機能を内蔵した高機能小型安価なセンサノードを目指していくことが重要である。

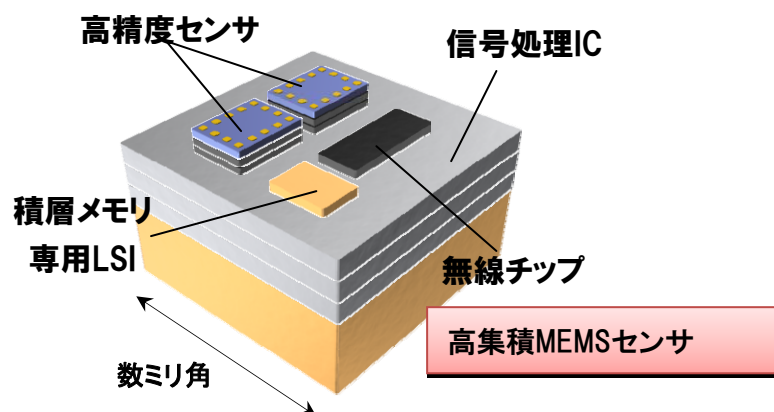


図 V.1.4.1.28 小型チップレベル高機能センサモジュールイメージ

- ・今後の事業展開について

センサネットワークの普及には、3.1.4.1.5.2 項記載のメンテナンスフリーで安価なセンサノードが不可欠である。一方、事業として考えると安価なセンサノードだけの事業は剥離多売となり携帯電話の部品に代表されるように高収益化には不向きである。センサネットワークのシステムとしての事業、そしてセンサノードは使い捨てができるようなモデルが良いと考える。

1. 4. 2 低消費電力 LSI

(1) 研究の目的

センサネットの実用化には、無線センサネットモジュールの消費電力低減が重要である。本研究では、無線センサモジュールを構成する要素のうち、アナログフロントエンド (AFE) 回路について、低電力化を検討した。

一般的な無線センサモジュールのブロック図を図V.1.4.2.1-1 に示す。センサからのアナログ出力を、AFE 回路で増幅し、デジタル信号に変換する。デジタル信号化されたセンサ出力をマイコンで処理し、無線信号 (RF) 回路で送信する構成である。これらの回路は、電池で駆動する必要があり、低電力動作が強く要求されるため、無線センサモジュールの間欠動作や無線送信頻度の削減等により平均消費電力を抑制することが広く行われている。

図V.1.4.2.1-2 に無線センサモジュールの一例として、センサ測定を 1 分に 1 回行い、10 分に 1 回の無線データ送信を行う場合の消費電力の内訳を示す。無線データ送信が約 4 割、マイコンの消費電力が約 4 割、センサ測定に関しては約 2 割を消費している。さらに詳細に見ると、センサ測定のうちの 4 分の 3、すなわち、無線センサモジュール全体の 15% は AFE 回路が消費している。

マイコンや RF 回路は、半導体加工技術の進歩による CMOS 回路微細化の恩恵により、低消費電力化が進んでいる。しかしながら、AFE 回路についてはマイコンや RF 回路と比較して、低消費電力化があまり進んでいなかった。これは、微細化により大きくなるトランジスタ等の素子特性バラつきに、アナログ回路はデジタル回路と比較して強く影響を受けることから CMOS 回路の微細化による恩恵を享受し難いこと、また、チップ面積 (チップ面積はコストに比例する) や測定精度は、消費電力と一般的にトレードオフの関係にあること等に起因すると考える。

本節では、無線センサモジュールの更なる低消費電力化を実現するために、チップ面積や測定精度を極力維持しつつ AFE 回路を低消費電力化する要素技術開発を行った結果を報告する。

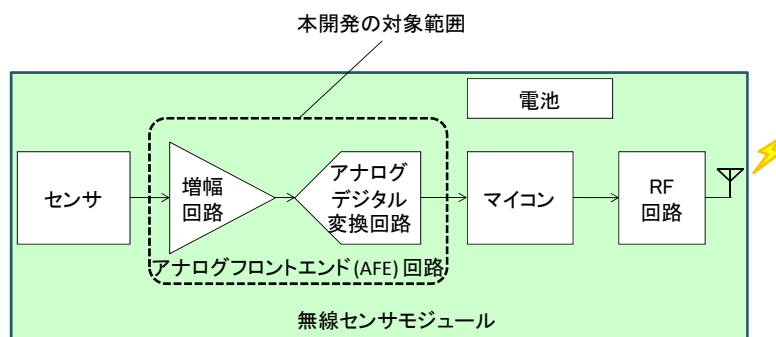


図 V.1.4.2.1-1 無線センサモジュールと本開発の対象範囲

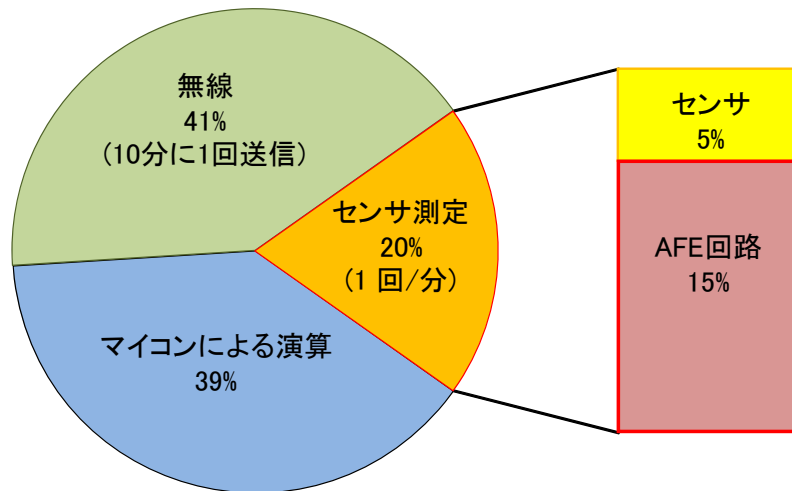


図 V.1.4.2.1-2 無線センサモジュール消費電力内訳の一例

(2) 低電力 AFE 回路の検討

1) 低電力化の方針と開発目標

AFE 回路の低電力化を実現するために、AFE 回路の動作を詳細に分析し、消費電力を削減する方針を検討した。

図 V.1.4.2.2-1 に AFE 回路の動作による消費電力の模式図を示す。横軸は時間、縦軸は消費電力であり、この図の面積が、消費電力量の大きさを表す。無線センサモジュールでは間欠動作が行われるため、待機、1 回の測定、待機、1 回の測定…を繰り返し行う。この際、待機時は極めて小さな電力しか消費しない。一方、測定時の詳細を見ると、まず増幅回路およびその他周辺回路を起動し、回路安定化まで比較的長時間を要し、この間は mW オーダーの電力を消費する。その後、アナログ信号をデジタル信号に変換する Analog-to-Digital Convertor (ADC) を、比較的短時間起動（この時間は ADC の変換速度に依存する）し、この変換に数 10 mW の大きな電力を消費している。

以上を鑑み、AFE 回路の低消費電力化へ有効と考えられる、

- (i) ADC の低消費電力化による、ピーク電力の削減 (図 V.1.4.2.2-2)
- (ii) ADC の測定時間高速化による電力消費時間の削減 (図 V.1.4.2.2-3)

の 2 つを実現可能な ADC 回路の検討を行った。

まず、ADC の低消費電力化による、ピーク電力の削減に関して述べる。図 V.1.4.2.2-2 に示すように、ADC の消費電力削減により AFE 回路全体の低電力化を実現できることは自明である。しかしながら、ADC の消費電力は、変換速度、変換精度やチップ面積とトレードオフの関係にある。変換速度や変換精度を犠牲に、消費電力は下げた場合、その汎用性は失われ、本研究のターゲットである複数種類のセンサを搭載する無線モジュールにおいて適用は難しくなる。また、チップ面積の増大は、実装面積が増えて無線センサモジュール

の小型化の阻害要因になることは勿論、チップ面積に比例して生産コストも増大してしまうことから実用的な回路にならない。そこで、本研究では、変換速度・変換精度・チップ面積を極力落とさずに消費電力を下げる回路方式について検討を行った。

次に、ADC の測定時間高速化による電力消費時間の削減について述べる。AFE 回路の消費電力は、AFE 回路を構成する各回路の消費電力と、起動時間の長さによって決まる。よって、図 V.1.4.2.2-3 に示すように、各回路の動作時間を短縮することは、AFE 回路の消費電力削減に大きなインパクトを与える。そのためには、ADC の測定に係る時間を短縮することが有効である。

以上の検討より、本研究において開発する ADC の性能目標を、表 V.1.4.2.2-1 のように定めた。

開発する ADC の測定分解能は 14 bit とし、有効 bit 数 (Effective Number Of Bits: ENOB、雑音・入力周波数を考慮した有効分解能) は 11 bit (フルスケールの約 0.05%) 以上を目標とする。これは、現在の無線センサモジュールを用いたセンサネットワークシステムにおいて要求される分解能と、同等かそれより高い目標であり、実現できれば幅広い分野における無線センサモジュールで応用可能な分解能である。

また、サンプリングレートは、1 M samples/second (Msps) と、従来の無線センサモジュールで主に用いられている ADC より 10~100 倍以上の高速な仕様とした。これにより、ADC の測定に係る時間短縮による低消費電力化を狙った。

消費電力の目標は、10 mW 以下とした。本数値は、現状の無線モジュールおよびセンサ用アナログ回路の消費電力 (数 10 mW 程度) から 50% 以上の削減を目指すものとして設定した。14bit 分解能、1Msps の高精度・高速動作において 10 mW 以下を実現できれば世界最高レベルの低消費電力 ADC となる。

また、無線センサモジュールの間欠動作を考慮した消費電力目標として、1 秒に 1 回の測定を行った際の平均消費電力 10 μ W 以下を設定した。これは、無線センサモジュールにおいて、将来適用が期待されている環境発電技術の動向を鑑み、100 μ W 程度の環境発電モジュールを適用した無線モジュールにおいても、本開発技術を応用可能になる目標値として設定した値である。

表 V.1.4.2.2-1 ADC の目標仕様

項目	目標値
測定分解能	14 bits
有効 bit 数 (ENOB)	11 bits 以上
サンプリングレート	1 M samples / second (Msps)
消費電力 (測定時)	10 mW 以下
消費電力(平均)	10 μ W 以下 (1 sample/sec)
回路面積	2.25 (1.5 × 1.5) mm ²

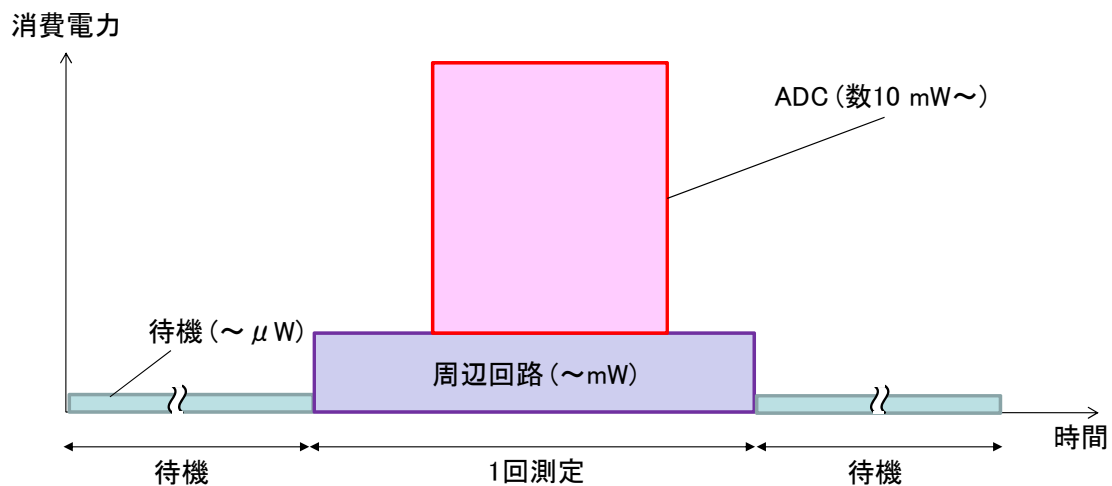


図 V.1.4.2.2-1 1回測定におけるアナログフロントエンド回路の消費電力模式図

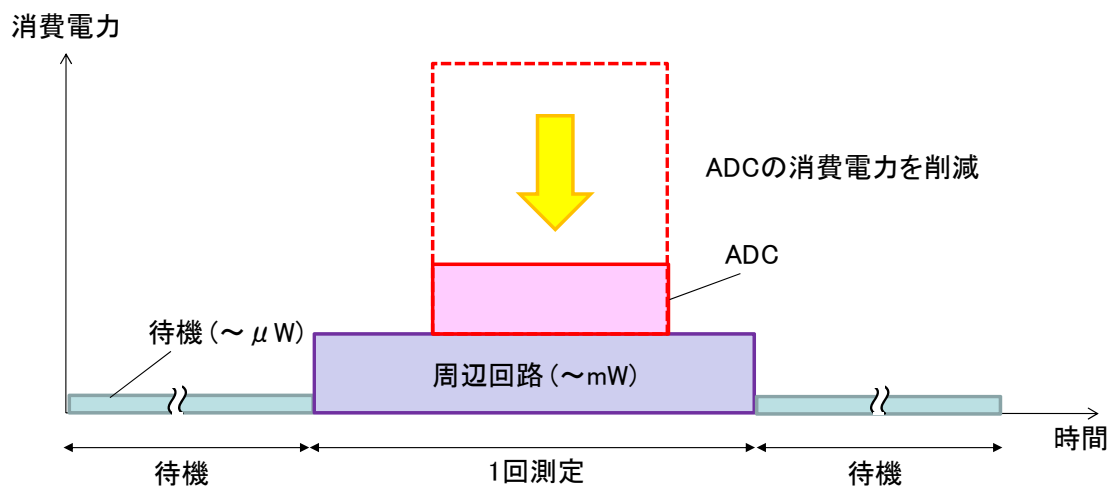


図 V.1.4.2.2-2 低電力化方針 1 : ADC 消費電力の削減

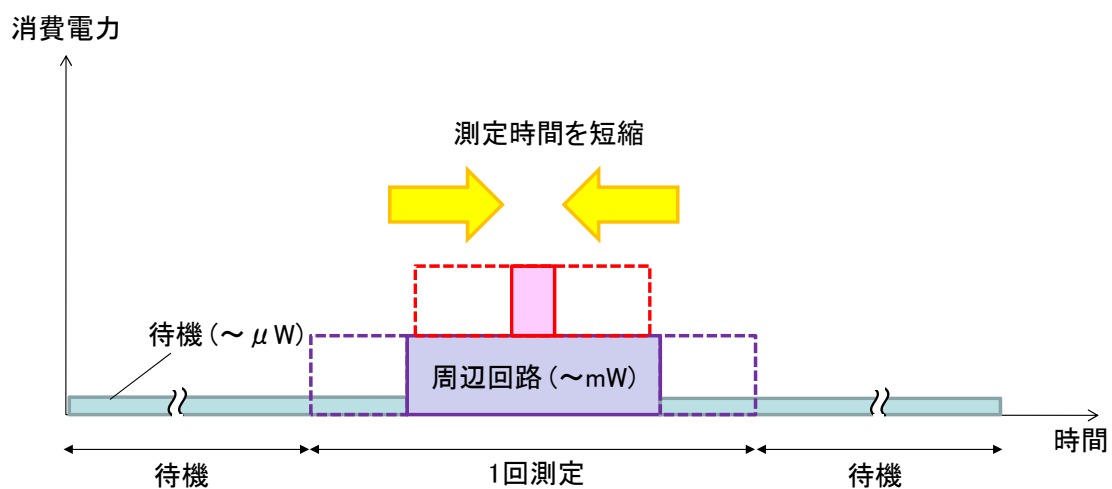


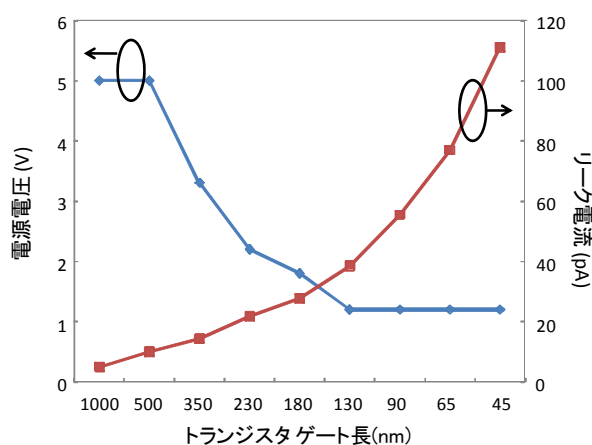
図 V.1.4.2.2-3 低電力化方針 2 : ADC と増幅回路の高速化

ただし、これらの目標値を達成したとしても、高コスト技術となつては、センサネットワークでの適用は難しい。そこで、LSIのコストを決定する主要因である回路面積について、本検討では1.5 mm×1.5 mm以内を目標とした。既存の同程度の性能を有するADCと比較しても小面積であり、パッケージング等を考慮したうえでも、本研究でターゲットとしている小型の無線センサモジュール(30 mm×30 mm)に適用可能な面積である。

2) ADCの低電圧化のためのCMOSプロセス検討

一般にADCの消費電力は、低消費電力品でも数10 mWと比較的大きい。本研究では、ADCの変換動作に係る消費電力を10 mW以下に削減することを目標に、ADCの電源電圧を低くすることを検討した。CMOS回路を低消費電力化するには、微細なトランジスタを用いて構成し、電源電圧を低くすることは有効である。ただし、アナログ回路の設計難易度は高くなる。また、微細なトランジスタを用いた場合、トランジスタがオフ状態で流れる電流(リーク電流)が消費電力を増大させることも考慮する必要がある。

図V.1.4.2.2-3に、トランジスタのサイズ(ゲート長)と、電源電圧およびリーク電流の関係例(ITRS:国際半導体技術ロードマップを基に作成)を示す。横軸にトランジスタのゲート長、縦軸に電源電圧およびリーク電流をプロットしている。電源電圧は、半導体加工技術の進化に伴い、5Vから1.2Vまで低下しているが、130 nm世代以降はトランジスタの閾値バラツキの影響により、電源電圧は下げ止まっている。一方で、リーク電流はトランジスタの微細化に伴い増大を続けている。そこで、本検討では、最も低い1.2Vの電源電圧で、かつ、その中で最もリーク電流の低くなるゲート長130 nm世代のトランジスタを用いて、ADCを設計した。



図V.1.4.2.2-3 トランジスタゲート長と電源電圧・リーク電流の関係
ITRS (国際半導体技術ロードマップ) の記述を基に作成

3) デジタル補正機能によるSAR型ADCの低電力化設計

本検討では、アナログ-デジタル変換方式として、デジタル補正技術を適用した逐次比較

(Successive Approximation Register: SAR) 型の低電力 ADC (参考文献[1])をセンサネットワーク用設計した。

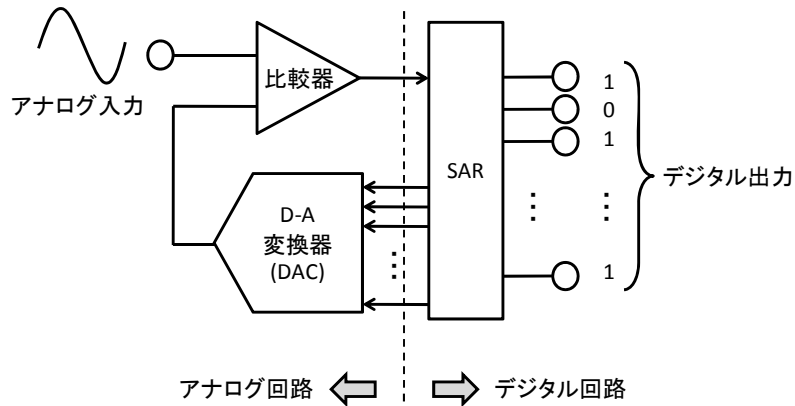


図 V.1.4.2.2-4 一般的な SAR 型 ADC の概略ブロック図

図 V.1.4.2.2-4 に一般的な SAR 型の回路の概略図を示す。SAR 型は主に、デジタル回路である SAR と、デジタル-アナログ変換器 (DAC)、比較器からなる。SAR が設定する DAC の出力電圧を変えながら、アナログ入力信号と DAC 出力電圧の最も近くなるデジタル値の探索を行う。

SAR はデジタル回路であり、微細 CMOS によっても容易に設計可能であり、低電圧駆動による低消費電力化を実現し易い。しかしながら、アナログ-デジタル変換の精度を決定する DAC を低電圧化した場合、その出力電圧に関して同程度の SN 比を維持するためには、回路定数を大きくする必要がある。

図 V.1.4.2.2-5 に DAC および比較器部の回路図を示す。一般的に、SAR 型で用いられている DAC では容量を用いて電圧を生成する。この電圧を生成するための総容量値 C_s は、DAC の出力電圧精度に対する、容量値の加工バラつき、および、熱雑音、の影響を鑑みて決定する必要がある。

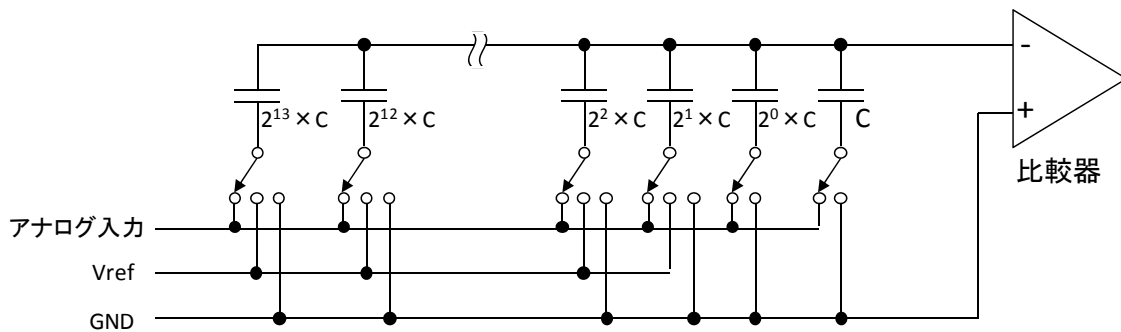


図 V.1.4.2.2-5 SAR 型 ADC で用いる DAC の回路図

ここで、絶雑音と、本検討で用いる DAC の最小電圧を比較すると、電源電圧 V_{dd} は 1.2 V、14 bit の差動入力の ADC の場合、ボルツマン定数を k 、温度 T を室温程度、とし、

$$\sqrt{\frac{2kT}{C_s}} < \frac{2 \times V_{dd}}{2^{14} \times 2\sqrt{3}} \quad C_s > 6.2 \text{ (pF)} \quad (\text{式 : 1.4.2-1})$$

となる。

次に、容量の加工バラつきを考える。容量の加工バラつきは、LSIの製造プロセスに依存する数値であり、一概には言えないが、例えば参考文献[2]で用いられている実測から得られた値を適用した場合、容量値のバラつきとDACの精度を比較すると、

$$\frac{\Delta C_s}{C_s} (3\sigma) = \frac{6 \times 10^{-4}}{\sqrt{C_s}} < \frac{1}{2^{14}} \quad C_s > 97 \text{ (pF)} \quad (\text{式 : 1.4.2-2})$$

となる。式 1.4.2-1 および式 1.4.2-2 を比較すると、容量の加工バラつきが、容量値を決定するうえで支配的な要因となっていることがわかる。

上記より、非常に大きな容量値が 14 bit の SAR 型 ADC を設計するうえで必要になることがわかる。しかしながら、大きな容量値が必要であることは、その充電に必要な電力も大きくなるため、消費電力の増大を意味する。また、チップ面積も大きくなり、小型センサモジュール実現の障害となるうえ、コスト増大することも意味する。

そこで、本検討では、デジタル回路とソフトウェアにより容量の加工バラつきを計算により補正する方式(参考文献[1])を適用した。実現できれば、熱雑音のみを考慮した容量値(式 1.4.2-1)を選定できるため、消費電力およびチップ面積の大幅低減を図れる。

図 V.1.4.2.2-6 に検討したデジタル補正機能付きの SAR 型 ADC のブロック図を示す。入力部に、同一のアナログ入力信号に対して、オフセット電圧± を印加した変換結果のデジタルコード D_i^* を出力する機能を追加した。入力信号を V_{in} 、変換結果の各 bit に対する重み係数を W_i とすると、入力と出力信号の関係は、

$$\begin{aligned} V_{in} + \Delta &= \sum_{i=0}^{N-1} W_i \cdot D_i^+ + W_{OFS} \\ V_{in} - \Delta &= \sum_{i=0}^{N-1} W_i \cdot D_i^- + W_{OFS} \end{aligned} \quad (\text{式 : 1.4.2-3})$$

と表すことができる。ここで、もし DAC が理想的であれば、右辺の第一項は等しくなるはずであり、2 式の差は定数となるはずである。しかしながら、実際には加工バラつきに起因する誤差が存在する。そこで、式 1.4.2-3 の 2 式の差（オフセットは省略）を e と置き、

$$e = \sum_{i=0}^{N-1} W_i \cdot D_i^+ - \sum_{i=0}^{N-1} W_i \cdot D_i^- \quad (\text{式 : 1.4.2-4})$$

この e がゼロになるような W_i の値を探索し、アナログ-デジタル変換に用いるようにすれば、DAC の誤差を補正した出力が得られることになる。 W_i の探索については PC やマイコン上で計算することで容易に実現することが可能である。

上記のデジタル補正機能付きの SAR 型 ADC を用いることで、DAC 容量を 90% 以上減らすことが可能であり、その結果、消費電力およびチップ面積の点でセンサネット向けとし

て優れた性能を有する ADC を実現可能な設計見通しを得た。

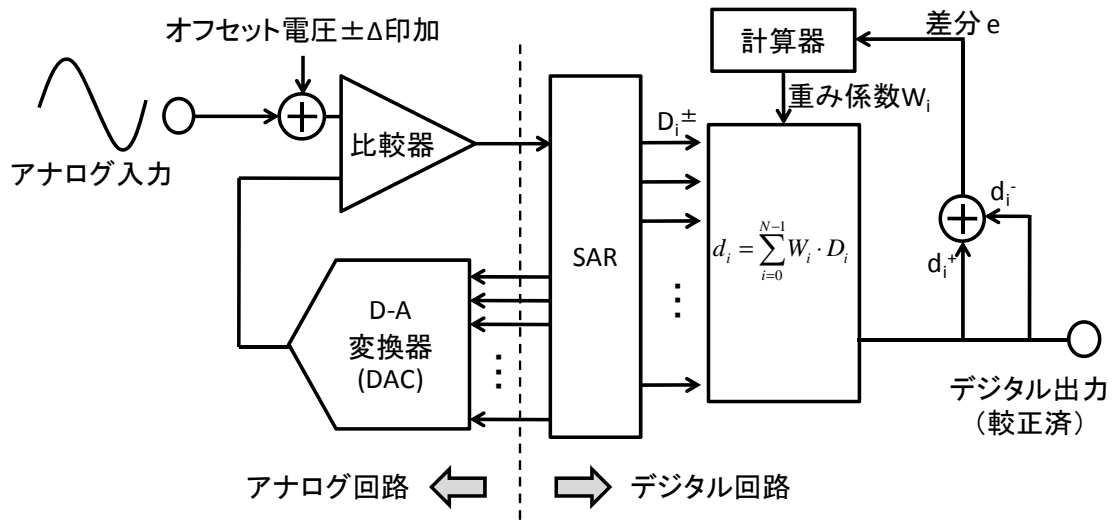


図 V.1.4.2.2-6 デジタル補正機能付き SAR 型 ADC のブロック図

4) 設計結果

(1) で述べた目標仕様を踏まえ、(2) (3) で述べた低電力 ADC の検討結果に基づき設計した低電力 ADC のレイアウト設計結果を図 V.1.4.2.2-7 に示す。

本 ADC の動作電圧は 1.2 V で、測定分解能は 14 bit である。レイアウト設計結果を踏まえたシミュレーションの結果、サンプリングレート 1 Msps における消費電力は 3.0 mW 程度である。このように、高速・高精度な ADC を、デジタル補正機能により、実効面積で $1.6 \times 1.0 \text{ mm}$ と非常に小面積で実現することができた。

センサネット用の AFE 回路に用いるものとして、十分な性能を有する ADC を設計できたと考える。

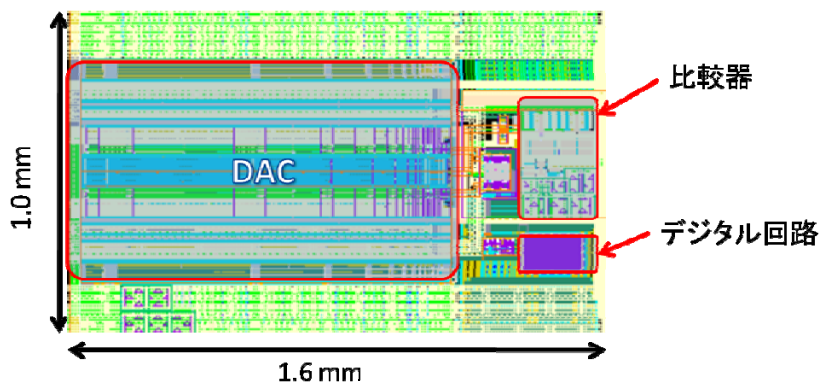


図 V.1.4.2.2-7 デジタル補正機能付き SAR 型 ADC のブロック図

(3) 低電力 AFE LSI の試作検証

検討したデジタル補正 SAR ADC によるセンサネット用 AFE LSI を試作し、低電力化効果

の検証を行った。試作した LSI のブロック図を図 V.1.4.2.3-1 に示す。無線モジュールに搭載し、センサを接続した状態を検証できるように、前項で設計した ADC に加えて、下記の周辺回路を設計、集積化した。

- ・動作クロックを生成する回路
- ・必要な電圧（基準電圧、電源電圧）を生成する電圧生成回路
- ・マイコンと接続するためのデジタルインターフェース回路等を構成するロジック回路
- ・センサからの入力信号のゼロスパン調整回路（Programmable Gain Amp (PGA)と 8 bit の DAC で構成）

また、センサは 4 つまで同時に接続できるようにし、マルチプレクサ（MUX）で信号を選択している。

図 V.1.4.2.3-2 に試作した LSI チップの光学顕微鏡写真（表面状態の観察のため、表面の保護用ポリイミド膜を除去して撮影）と、評価のためにパッケージングした状態の写真を示す。なお、チップ写真中、白枠で囲んでいない部分については、未使用領域か、もしくは動作テスト用の回路領域である。一般的な LSI ファウンダリの 0.13 μm プロセスルールで試作した。

LSI の評価は、専用の評価用回路基板を用いた評価系（図 V.1.4.2.3-3）を構築して行った。図 V.1.4.2.3-3(a)は LSI 特性の詳細評価用基板である。基板上に、高精度評価に必須となる、入力アナログ信号のノイズ・歪みを除去するフィルタ、静特性評価用の高分解能電圧生成回路等を搭載しており、ロジックアナライザ等の測定器と組み合わせることで、14 bit 分解能の ADC 特性を評価可能な高精度評価用基板である。また、実際の無線センサモジュールに近い回路構成で消費電力等を評価するための小型評価用基板（図 V.1.4.2.3-3(b)）も作製した。

以下、評価結果について述べる。

図 V.1.4.2.3-4 にデジタル補正 SAR ADC の出力スペクトル測定例を示す。 V_{pp} 2.16 V（フルスケールに対して 90%の V_{pp} ）、周波数 1 kHz のサイン波を入力信号に用い、デジタル変換出力値をロジックアナライザで取り込み、PC 上でデジタル補正を行った。デジタル補正の前後で FFT 解析したスペクトルから Signal to Noise plus. Distortion Ratio (SNDR)を見積り、ENOB を求めた結果、デジタル補正前は ENOB 10.1 bit (SNDR 62.4 dB) 程度であった。それに対し、デジタル補正後は、ENOB 11.7 bit (SNDR 72 dB)であり、測定精度が 1.6 bit（約 3 倍）改善している（デジタル補正後のスペクトルには、測定系起因と見られる AM 変調性ノイズがスペクトル中に現れており、このノイズが改善されることを仮定した。このノイズが改善しない場合は、ENOB 11.4 bit (SNDR 70.1 dB)となる）。この他、測定条件を変えて検証を行い、ほぼ同等の特性を得られることを確認できた。

表 V.1.4.2.3-1 に SAR ADC の評価結果のまとめを示す。実測から、測定時の消費電力は 2.5 mW 程度であった。これは、目標値 10 mW に対して大幅に削減できている。その他の項目も、概ね設計通りの値が得られ、目標性能通り、もしくは目標を上回る結果が得られた。

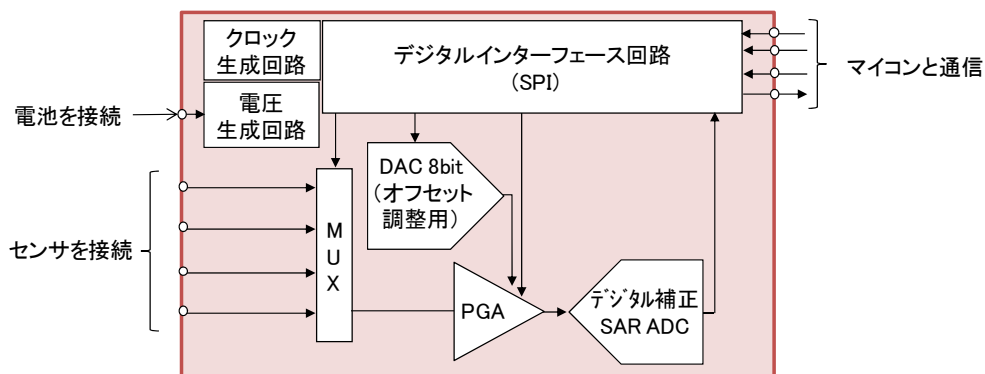


図 V.1.4.2.3-1 ADC 低電力効果検証用 AFE LSI のブロック図

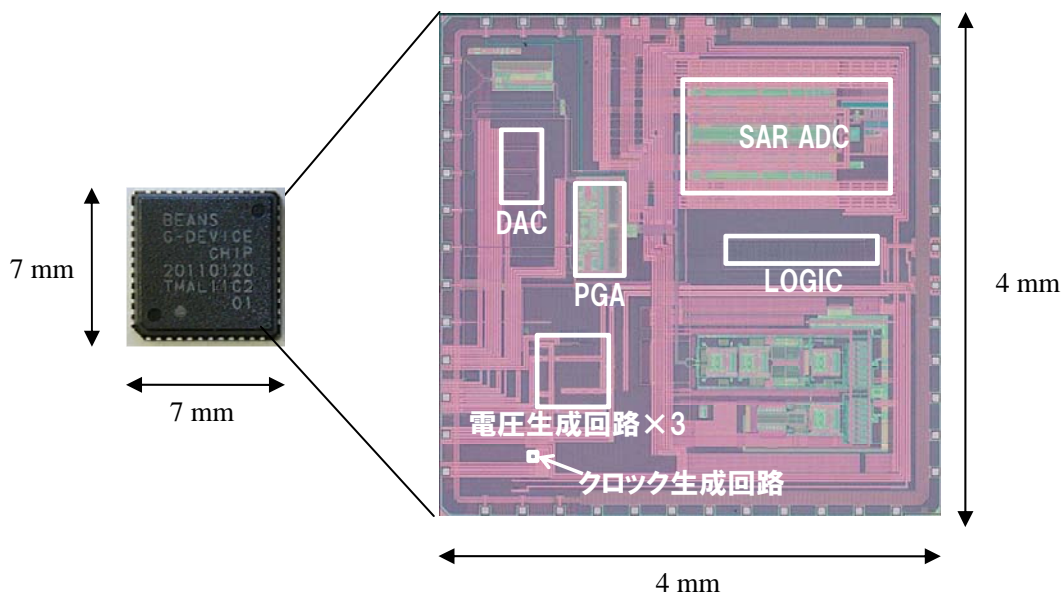
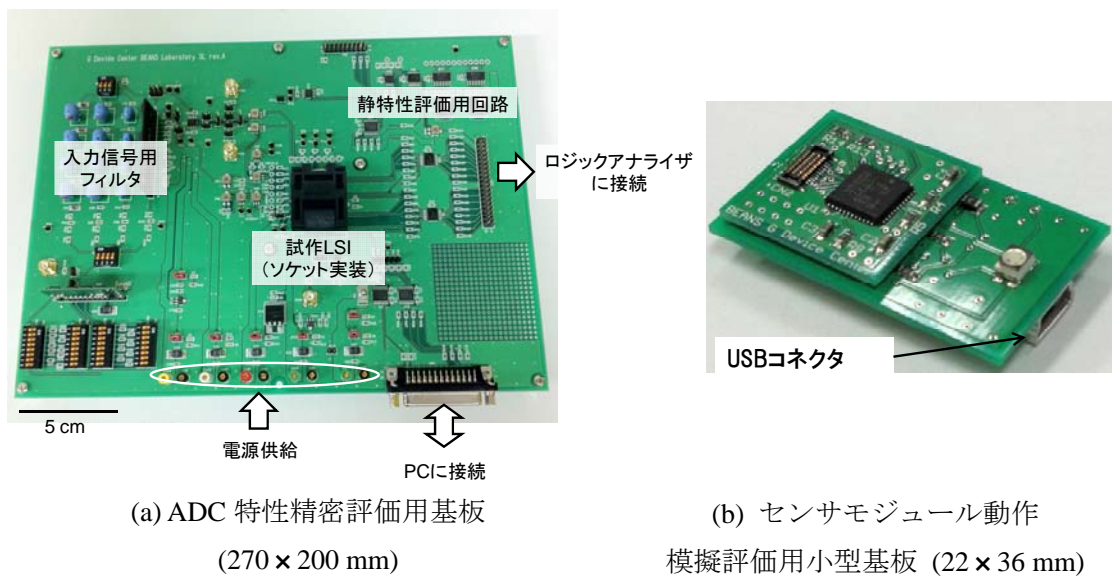


図 V.1.4.2.3-2 試作した AFE LSI 左：パッケージング後の写真、右：チップの光学顕微鏡



(a) ADC 特性精密評価用基板
(270 × 200 mm)

(b) センサモジュール動作
模擬評価用小型基板 (22 × 36 mm)

図 V.1.4.2.3-3 本検討で構築した AFE LSI の評価系

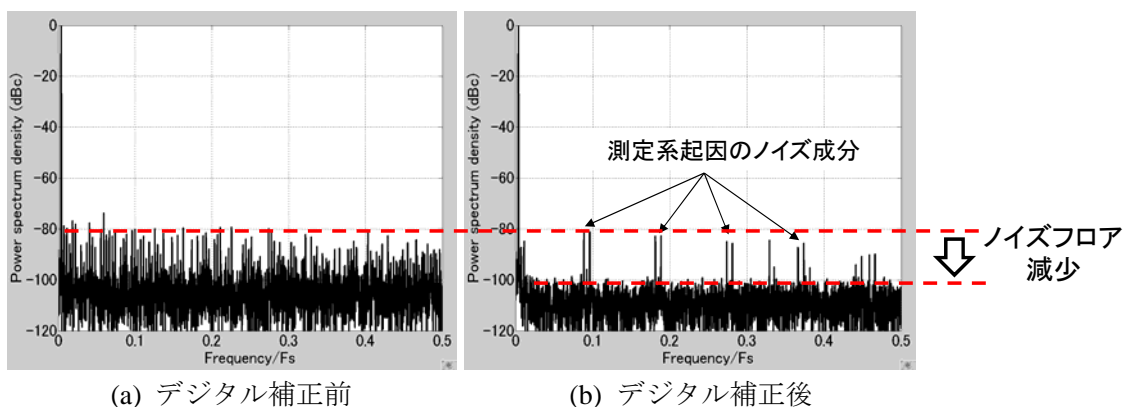


図 V.1.4.2.3-4 デジタル補正前後における SAR ADC の測定スペクトルの比較

表 V.1.4.2.3-1 デジタル補正 SAR ADC の評価結果

項目	目標値もしくは設計値	性能値 (実測)
動作電圧	1.2 V	1.2 V
サンプリングレート	1 Msps	1 Msps
分解能	14 bits	14 bits
有効 bit 数(ENOB)	11 bit 以上	11.7 bits
消費電力 (測定時)	10 mW 以下	2.5 mW
回路面積	2.5 mm ² 以下	1.6 mm ²

これらの検証結果より、無線センサモジュールに十分な精度 11.7 bit と測定速度 1Msps の測定性能を有しつつ、3.0 mW という非常に低消費電力な ADC を 1.6 mm² の小面積で実現できたと考える。

最後に、平均消費電力を見積もるために行った、AFE LSI の各ブロックの消費電力の測定結果を表 V.1.4.2.3-2 に示す。なお、PGA については、LSI の構成上、単独での正確な値の実測は不可能であるため、回路シミュレーション結果から見積もった値を記載している。表 V.1.4.2.3-2 を基に、各回路の起動後の安定待ち時間は 0.5~2 msec 程度、変換動作時間を表 V.1.4.2.3-1 に記載のサンプリングレート 1Msps から約 1 μsec と仮定すると、表 V.1.4.2.3-2 から 1 秒間に 1 回の測定を行う間欠動作時の平均消費電力は、概ね 5~10 μW 程度になると見積もることができ、目標の 10 μW 以下を達成すると考える。

なお、平均消費電力は、周辺回路の起動・安定待ちに費やす時間に強く依存していることから、起動時間短縮化による削減の余地を残しており、今後の検討課題であると考え。

表 V.1.4.2.3-2 AFE LSI を構成する ADC 以外の各回路ブロックの消費電力

	動作時の消費電力 (mW)
ロジック回路	0.0
電圧生成回路	1.2
クロック生成回路	0.2
DAC	1.3 (最大出力時)
PGA	2.5 (シミュレーション値)
合計	5.2

(4) まとめ

センサモジュールのアナログフロントエンド (AFE) 回路を低電力化するために、低電圧 (1.2V)、高速サンプリング動作の ADC 回路技術を開発した。動作時消費電力 2.5 mW、サンプリングレート 1 M sample/sec、有効 bit 数 11.7bit のデジタル補正機能を有する逐次比較方式の ADC を、回路面積 1.6 mm² (一般的な同等性能の ADC と比較して 90%以上の削減) の小面積で開発し、試作により動作を実証した。開発した ADC を適用することで AFE 回路の、1 秒間に 1 回の測定を行った場合の平均消費電力を 10 μW 以下 (従来比 60%以上の削減) にできる見込みであり、センサモジュールの長寿命化に向けたアナログフロントエンド回路の要素技術開発に成功したと考える。

(5) 参考文献

- [1] W. Liu, P. Huang, and Y. Chiu, "A 12b 22.5/45 MS/s 3.0 mW 0.059 mm² CMOS SAR ADC Achieving Over 90dB SFDR," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 380-381, Feb. 2009.
- [2] 遠藤 洋輝, 宮原 正也, 松澤 昭, "マルチビット型パイプライン型 ADC の検討", 電子情報通信学会 シリコンアナログ RF 研究会(RF), 京都, vol. RF2006-1, p. 3, May 2006.

1. 4. 3 新センサデバイス原理

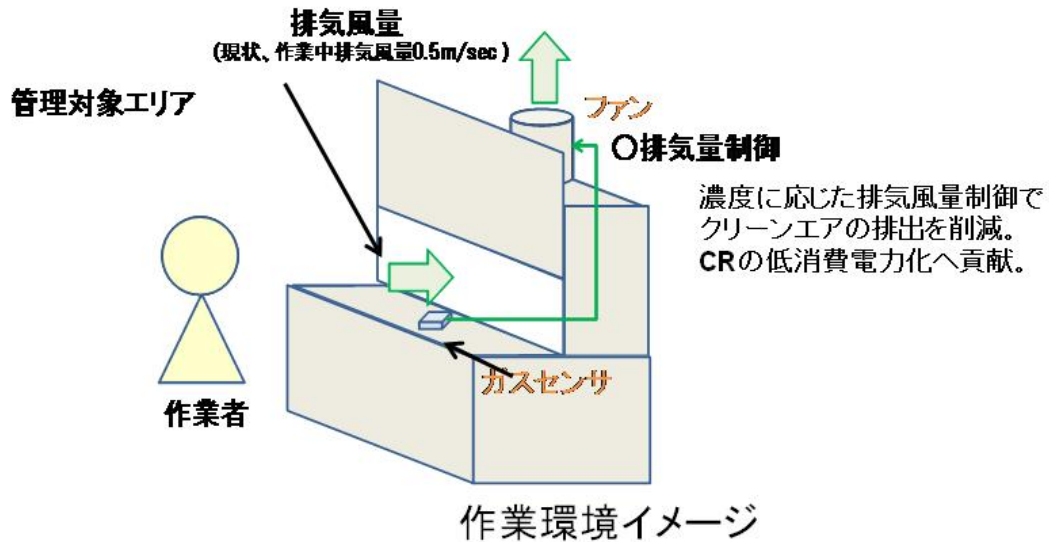
(i) ナノ構造ガスセンサ

()-1 研究の目的

粒状の物質に最密充填構造を取らせると高表面積、高密度等の優位性を示すことから、微粒子の自己整列構造を利用したデバイス^{1),2)}及びプロセスが盛んに研究されている、微粒子の自己組織化現象を利用したプロセスと移流集積法があげられる。移流集積法は懸濁液と呼ばれる固体粒子が分散した溶液に基板を浸漬させる。このような懸濁液に分散させる材料を変えることで、配列材料を変えることが可能であり、さまざまな材料への展開が期待できる。また、基板を懸濁液に浸漬させるプロセスであるので、比較的簡易な装置構成、基板の一括処理が可能で低コストプロセスが期待される。これらの微粒子を3D構造に配列することができれば、膜厚の制御性向上やフラットな基板と比べて表面積の増大、微細流路デバイスへの応用といった可能性が期待される。この為、研究開発項目「3次元ナノ構造形成プロセス技術の開発」(2)異種機能集積3次元ナノ構造形成技術(2)-1 3次元構造への選択的機能性ナノ構造修飾技術において、H21年度は移流集積法を利用し3D構造体(トレンチ形状)を形成した基板に粒子配列を試み、トレンチの側壁のみにポリスチレン粒子を配列する事が可能であることを示した。また、酸化亜鉛(ZnO)粒子のトレンチ構造への埋め込みを行うことに成功はしたものの、その性能を十分に確認するには至らなかった。また、H22年度Gデバイスではクリーンルーム(CR)の低消費電力化を行い低環境負荷・グリーン化を目指している。低環境負荷CRへのガスセンサの貢献方法として、CR内で運用されるドラフトチャンバー及びその周辺のカスモニタリングがあげられる。ドラフトチャンバーは薬品を使用した場合にその薬品が作業員へ被曝することを防ぐため、局所排気装置が取り付けられており常に排気がなされている。作業員の安全を考慮しその排気風量には基準が設けられ、0.5m/secの風量を確保することで、作業員が薬品に被曝することを防いでいる。しかしながら、CR内は温度、湿度をコントロールした精密空調及び、パーティクル管理がされたクリーンエアである。エネルギーを消費し作製したエアを常に排気し続けることは、エネルギーを無駄に排出していることに他ならない。このため、作業中のガス濃度を検出し、ガス濃度に応じて排気風量を調節し、クリーンエアの排出量を削減することで低環境負荷CRへ貢献することができる。(図V.1.4.3(i).1.1)このような背景から本年度は

- ・CRの有機ドラフトの測定対象ガスへ対応するためのターゲットガス絞り込み

- ・トレンチヘガスセンサを作製し、センササイズの低減を、検出感度維持
- ・大面積プロセスの課題抽出



図V.1.4.3 (i) .1.1 ドラフトの環境制御イメージ

(i) -2.1 実験方法

(i) -2.1.1 ターゲットガス選定

CR に設置された有機ドラフトでのガスセンシングを行う為、労働安全衛生法第六十五条の二第二項の規定作業環境評価基準や PRTR 制度を参考にし、CR や MEMS プロセスで使用頻度が高いと考えられる有機溶媒を選定した。(表V.1.4.3

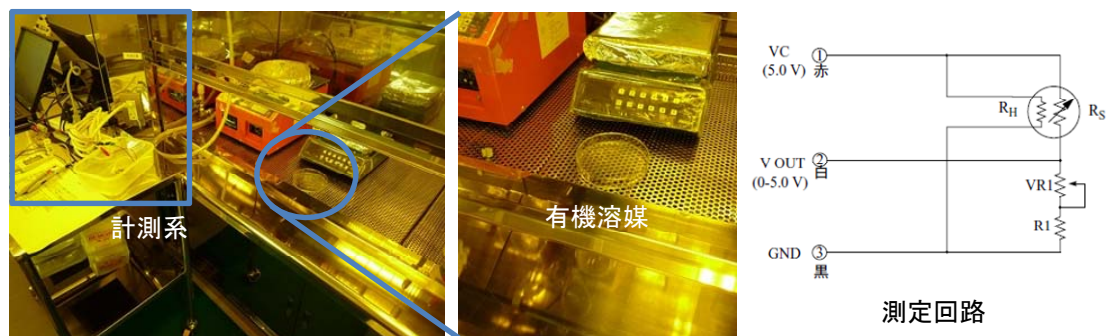
(i) .2.1)これらの有機溶媒に対して、ガスセンサ材料として検討している SnO₂ がセンサ応答をするかを、実際に有機溶媒ガスにガスセンサをさらし確認する。これにより、有機溶媒の管理が必要かつセンサ応答が確認できた有機溶媒をターゲットガスとして選定する。

表V.1.4.3 (i) .2.1 対象有機溶媒

有機溶媒	管理濃度[ppm]	法令
アセトン	500	労働安全衛生法
イソプロピルアルコール	200	労働安全衛生法
キシレン	50	労働安全衛生法
クロロホルム	3	労働安全衛生法
N-Nジメチルホルムアミド	10	労働安全衛生法
トルエン	20	労働安全衛生法
メタノール	200	労働安全衛生法
シクロヘキサン	-	PRTR
ノルマルヘキサン	-	PRTR
メチルプロキシトールアセテート(PGMEA)	-	

(i) -2.1.2 実験方法

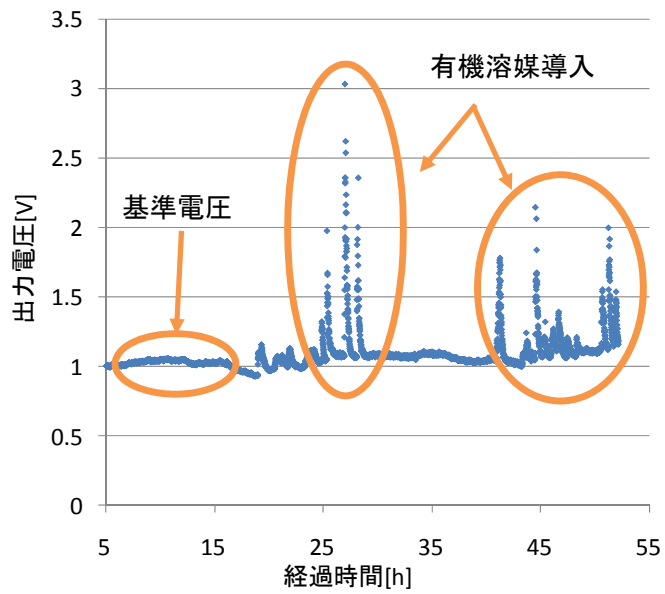
ターゲットガス選定の為、ドラフトで有機溶媒を開放し設置した SnO₂ ガスセンサで応答を確認した。実験の外観写真と、ガスセンサ測定回路を図V.1.4.3 (i) .2.2 に示す。測定回路には、印加電 5 [V]としガス導入の無い大気中の基準出力を計測し V_aとした。その後、表 1 に挙げた有機溶媒を開放して、その都度 V_gを計測し SnO₂ で出力変化が発生するか確認した。



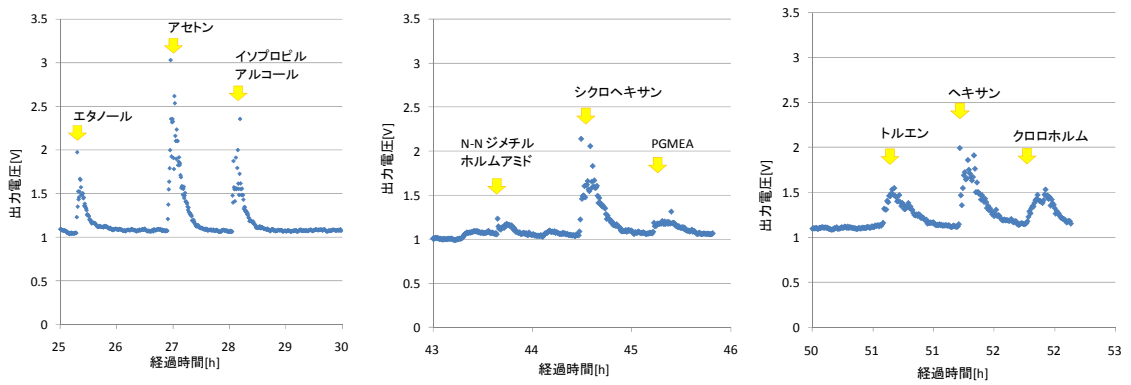
図V.1.4.3 (i) .2.2 実験外観写真及び測定回路

(i) -2.2 実験結果

SnO₂ ガスセンサでの各有機溶媒応答を計測した結果を図V.1.4.3 (i) .2.3 に示す。基準電圧 V_a は測定の結果 1.017[V]であることが確認された。各有機溶媒を導入した場合の応答結果を図V.1.4.3 (i) .2.4 に示す。SnO₂ ガスセンサが選定した各有機溶媒中で出力変化を、



図V.1.4.3 (i) .2.3 有機溶媒導入による SnO₂ ガスセンサの応答



図V.1.4.3 (i) .2.4 各有機溶媒導入時の SnO₂ ガスセンサの応答

有機溶媒	応答結果	出力電圧[V]	Vg/Va
エタノール	○	1.973	1.939
アセトン	○	3.032	2.980
イソプロピルアルコール	○	2.355	2.315
N,N-ジメチルホルムアミド	△	1.237	1.216
シクロヘキサン	○	2.143	2.106
PGMEA	△	1.209	1.188
トルエン	○	1.536	1.509
ヘキサン	○	1.995	1.961
クロロホルム	○	1.474	1.448

基準電圧 1.017 [V]
1.5V以上の応答あり ○
1.5V以下の応答あり △
応答なし

図 V.1.4.3 (i) .2.5 有機溶媒雰囲気中の SnO₂ ガスセンサ出力

していることが確認された。また、各有機溶媒の応答結果をまとめると図 V.1.4.3 (i) .2.5 のようになる。今回選定した有機溶媒で SnO₂ ガスセンサが応答することを確認した。また、エタノール、アセトン、イソプロピルアルコール、シクロヘキサン、トルエン、ヘキサン、クロロホルムでは比較的高い応答結果となり検出し易く、N,N-ジメチルホルムアミド、PGMEA、では応答が低く検出しにくい有機溶媒であることが確認できた。

(i) -3.1 ガスセンサ作製

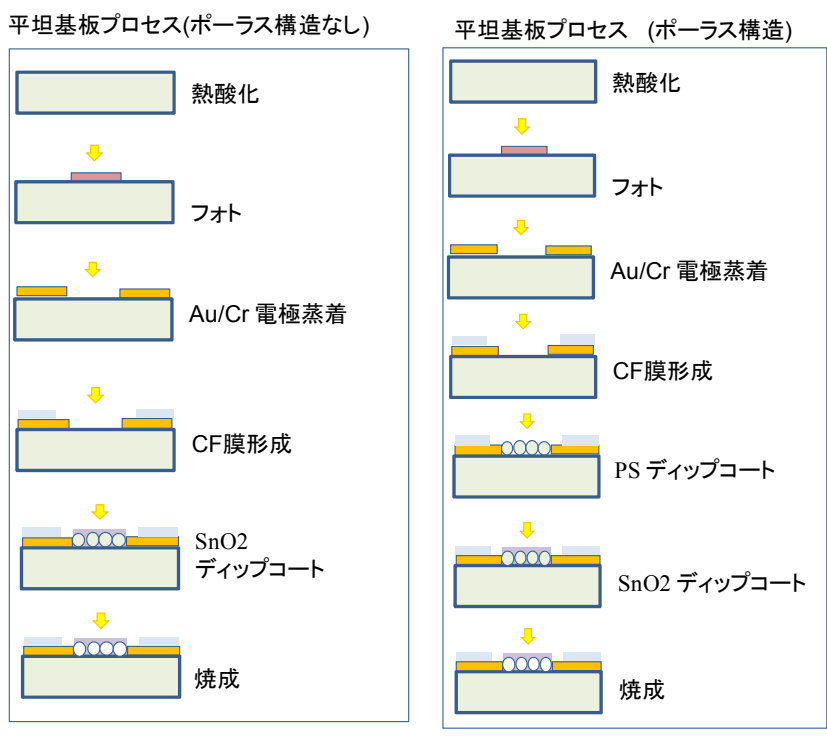
酸化錫に代表される酸化物半導体はターゲットガスと固体の表面反応を利用する為、高温での動作が必要であるが、低コストでのセンサ作製が可能である幅広く利用されている。^{3),4),5),6)} 今回ターゲットガスの選定を行った中で扱い易い有機溶媒としてエタノールの評価を行った。エタノールは 3.3%~19%の濃度が大気中に混在すると爆発し、高濃度有機溶媒中のガスセンサ感度の向上は重要である。今回ポーラス化及びトレンチ埋め込みにより、センサ感度の向上効果を確認した。また一方で、懸濁液を利用した移流集積法で作製する事で、より低コストのプロセスが期待される。この事から、センササイズの低減、表面積の向上によるセン

サ性能の向上をトレンチに埋め込みポーラス化することにより確認する事を H22 年度の目的とし、またその際、ガスセンササイズの低減及びガス感度の維持を目標とする。

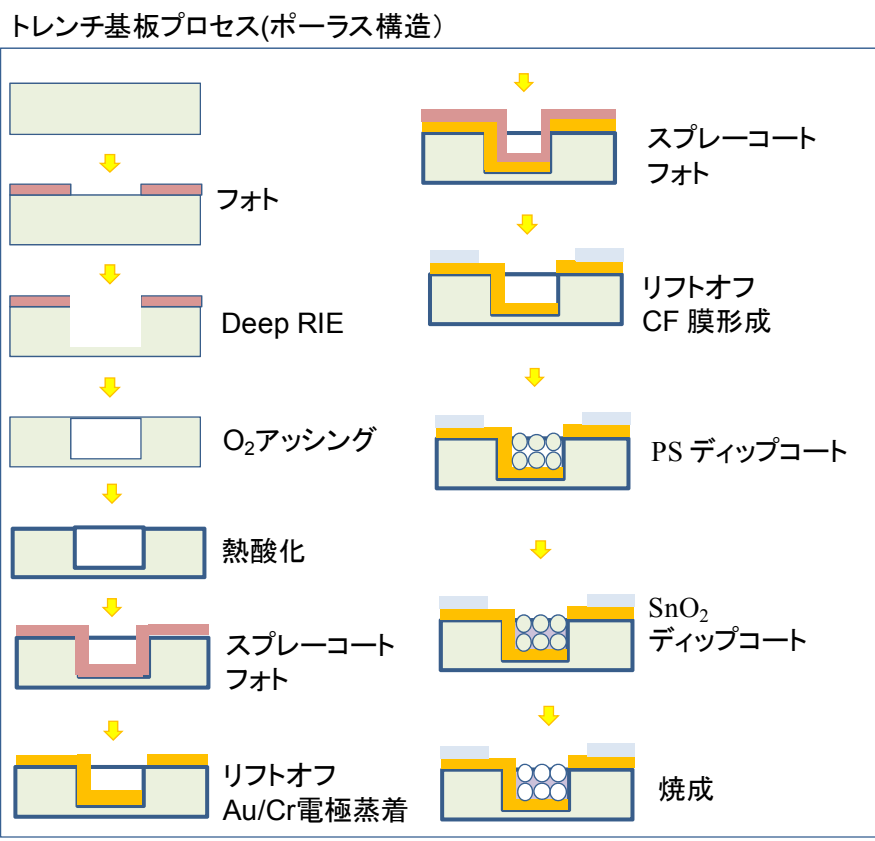
(i) -3.2 実験方法

ガスセンサ作製のプロセスフローを図 V.1.4.3 (i) .3.1、図 V.1.4.3 (i) .3.2 に示す。MEMS プロセスとの整合性を考え基板には Si(001)基板を使用した。トレンチの作製は Deep-RIE で行い、エッチング後にレジストとポリマーの除去を O₂ プラズマアッシングで行った。その後、センサを絶縁するための熱酸化膜形成を行い、基板表面及びトレンチ内に電極形成を行った。その後、ディップコーティングでパターニングを行う為の撥水膜(フルオロカーボン膜)を形成した。以上の処理を行った基板に、ポリスチレン粒子をディップコートによって充填し、その後ガスセンサである SnO₂ 粒子の充填を行った。最後にポリスチレン粒子を燃焼させ空孔の作製、及び SnO₂ 粒子の焼成を行った。

また、リファレンス用として平坦基板上に SnO₂ ガスセンサを形成した。絶縁用熱酸化膜形成し、Au 電極をリフトオフ後、パターニング用の撥水膜を形成し、SnO₂ 粒子のディップコートを行った。平坦基板に作製したガスセンサは SnO₂ 粒子単体をガスセンサとしたサンプルとポリスチレン粒子を利用してポーラス構造を作製したガスセンサを作製した。その後焼成を行い選定した有機溶媒に対するガスセンサ評価を行った。図 V.1.4.3 (i) .3.3 に示すようにガスセンサ評価装置をガス導入部、加熱部、制御部で構成し評価を行った。有機溶媒はエタノールを使用し各濃度でのセンサ抵抗値を R_g とし、大気中のセンサ抵抗値 R_a との比を感度とした。

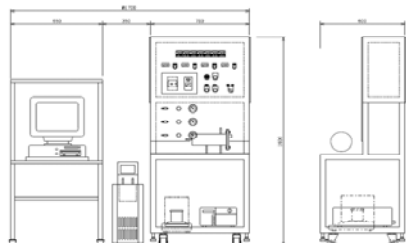


3.1.4.3 (i) .3.1 平坦基板 SnO₂ ガスセンサプロセスフロー



3.1.4.3 (i) .3.2 トレンチ基板 SnO₂ ガスセンサプロセスフロー

○装置外観



○システム構成

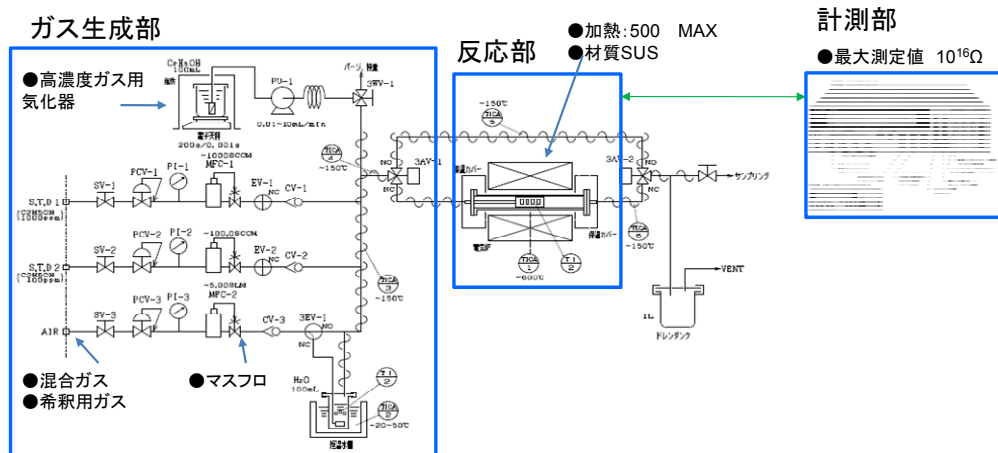
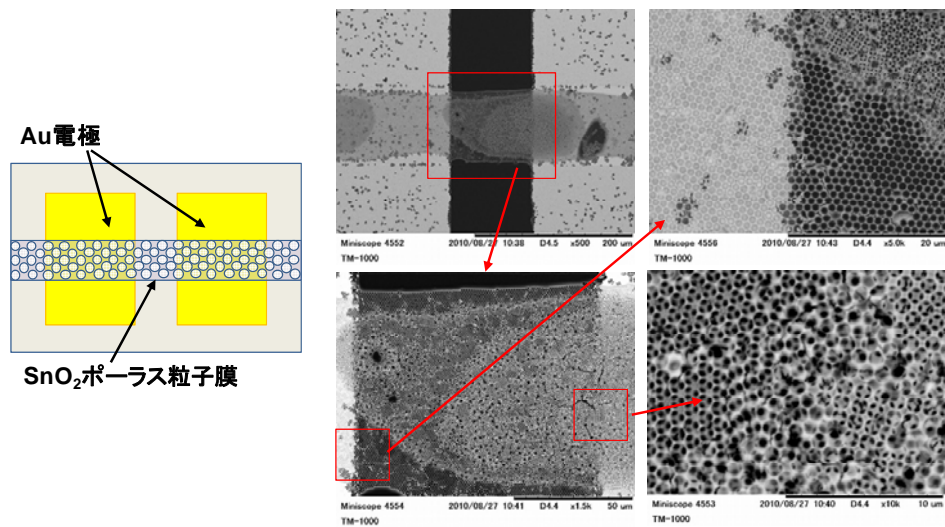


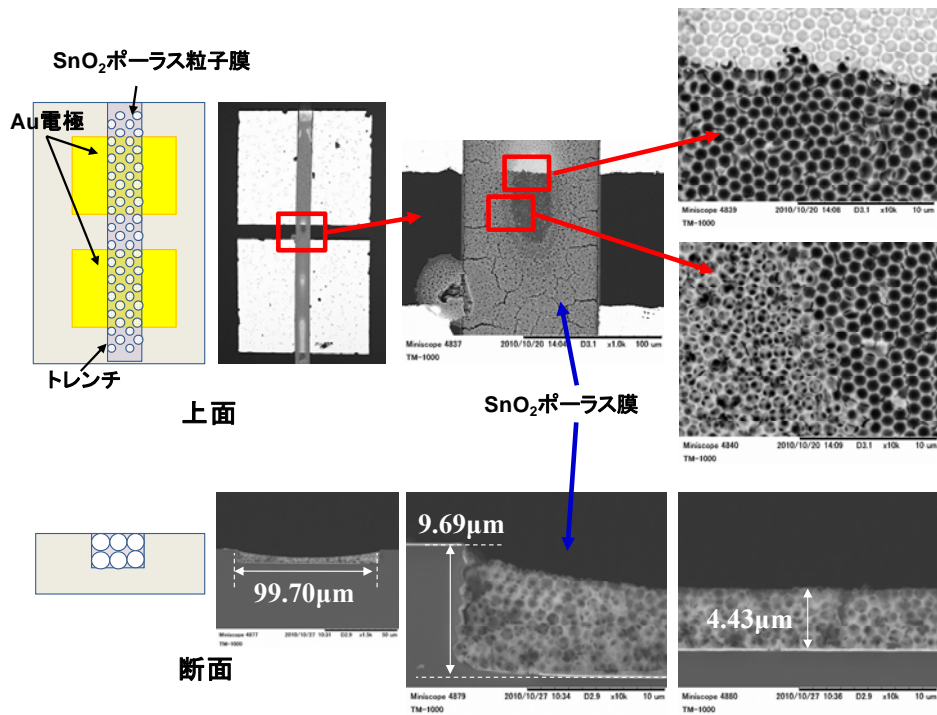
図 V.1.4.3 (i) .3.3 ガスセンサ評価装置

(i) -3.3 実験結果

トレンチ埋め込みを行った SnO₂ ガスセンサの SEM 画像を 3.1.4.3 (i) .3.4 に示す。基板上面から観察した SEM 画像から、トレンチ内部に SnO₂ 粒子のポーラス構造が確認できるが、センサとして動作する電極間で一様な膜厚が形成されているわけではなく、濡れ性の欠陥と思われる部分は薄く下地電極が確認できていることから 1 層である。欠陥のない部分では厚く堆積し 9 層程度であることが確認された。また、作製したガスセンサにはクラックが多数導入されてしまっていることも確認できる。しかし、センサ部が分断されているわけではなく、センサ動作は確認できると判断し、ガスセンサとしての評価を行った。



図V.1.4.3 (i) .3.4 トレンチ基板ポーラス SnO₂ ガスセンサの SEM 画像



図V.1.4.3 (i) .3.5 トレンチ基板ポーラス SnO₂ ガスセンサの SEM 画像

(i) -3.4 ガスセンサ評価

図V.1.4.3 (i) .3.6、図V.1.4.3 (i) .3.7、図V.1.4.3 (i) .3.8に平坦基板上及びトレンチ基板に作製した SnO₂ ガスセンサの応答特性を示す。両者ともに、エタノール濃度の上昇に伴いセンサの抵抗値が減少しており、ガスセンサとして動作している事が確認できる。また、ポーラス構造に作製しガスセンサは SnO₂ 粒子膜よりも高い抵抗値を示している。

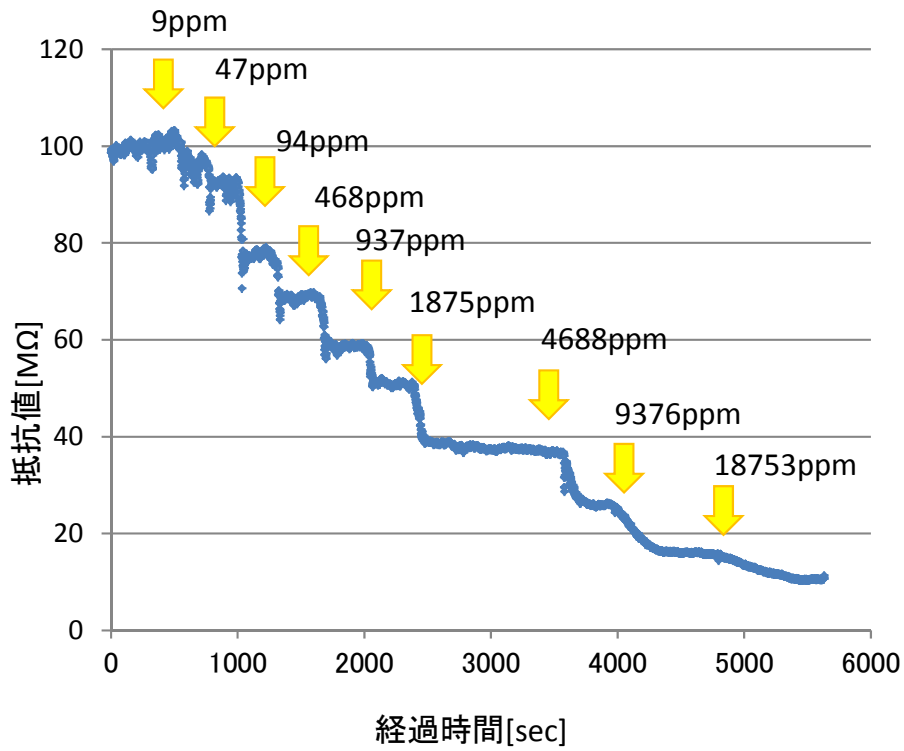


図 V.1.4.3 (i) .3.6 平坦基板 SnO₂ ガスセンサの応答特性

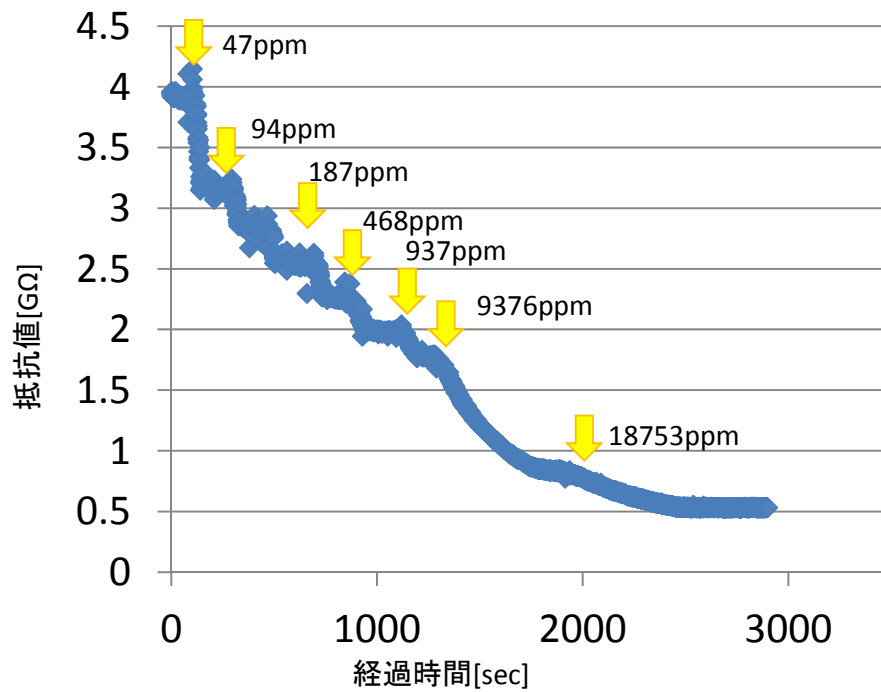
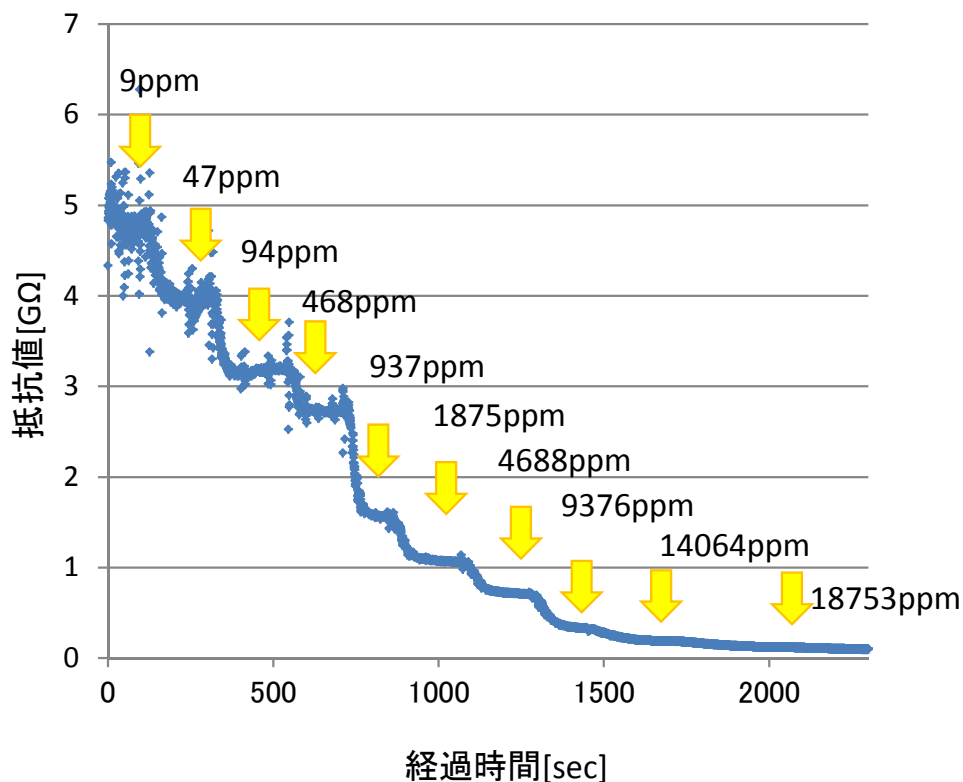


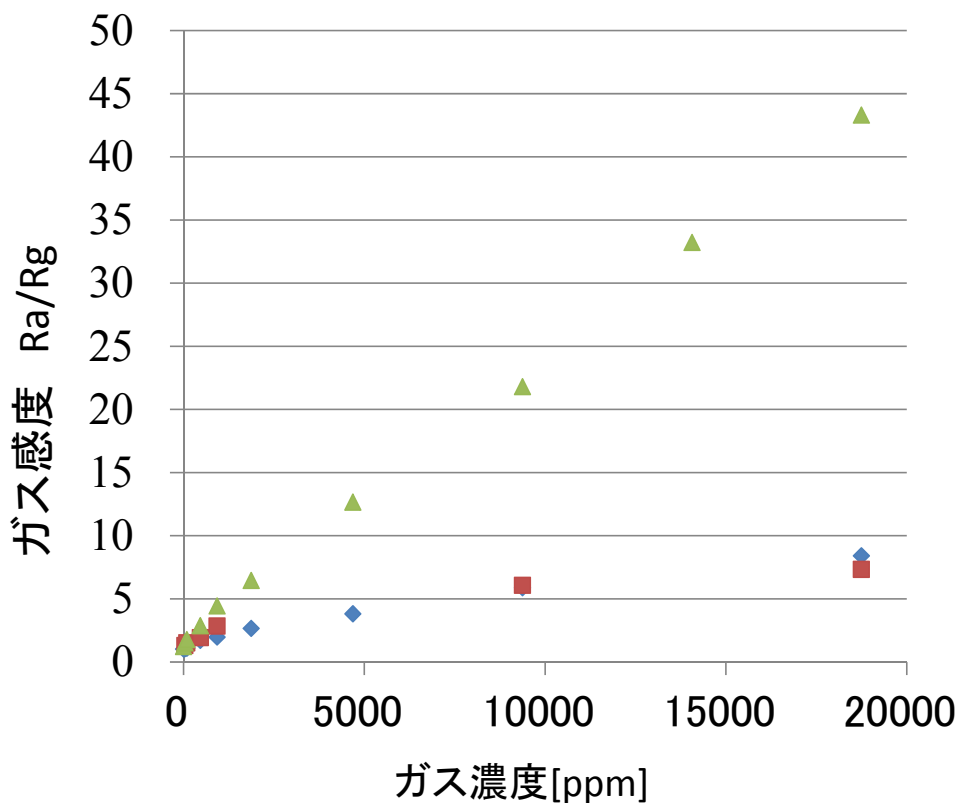
図 V.1.4.3 (i) .3.7 平坦基板ポーラス SnO₂ ガスセンサの応答特性



図V.1.4.3 (i) .3.8 トレンチ基板ポーラス SnO₂ ガスセンサの応答特性

平坦基板、トレンチ基板に作製したガスセンサのエタノール濃度に対する感度特性を図V.1.4.3 (i) .3.9 に示す。平坦基板上に作製した SnO₂ ガスセンサと比較して、トレンチ基板に作製したガスセンサの 1000ppm から向上している事が確認された。また、平坦基板上でポーラス状に形成したガスセンサの感度は、SnO₂ 粒子単体のセンサと感度が変わらなかった。単層程度では高濃度での感度が向上せず、ある程度積層することでガスセンサの性能が向上する結果となった。

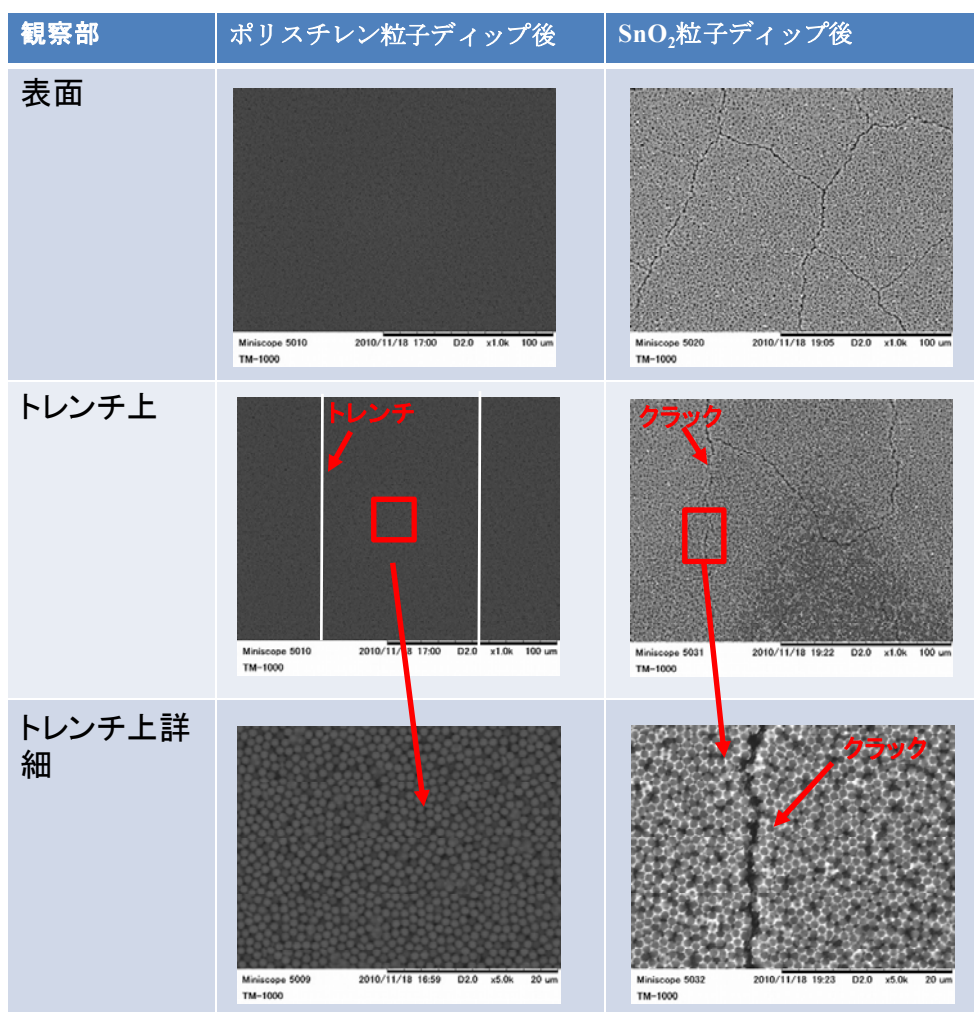
今回作製したガスセンサには、3.1.4.3 (i) .3.5 に示すようにクラックが多数発生している。抵抗値変化に関与しないと予想されるクラックを抑制すれば、さらなる感度向上が期待できる。この為、クラックの抑制を行う事とした。



図V.1.4.3 (i) .3.9 各ガスセンサの感度、ガス濃度特性

(i) -.3.5 ガスセンサのクラック抑制

ガスセンサに発生するクラックがどの工程に入っているかをSEM観察から確認を行った結果が図V.1.4.3 (i) .3.10である。ポリスチレン粒子ディップ工程ではクラックが確認されていないが、SnO₂粒子ディップ工程でクラックが発生している事が確認された。SnO₂のディップ時、すでに堆積したポリスチレン粒子中にSnO₂懸濁液が濡れ広がりポリスチレン粒子の隙間にSnO₂粒子が入り込み、焼成工程を経てポーラス構造が形成される。SnO₂懸濁液乾燥時の溶媒により粒子に表面張力が発生しクラックが発生しているものと推定される。懸濁液の分散溶媒としてよく使用されている有機溶媒の表面張力を図V.1.4.3 (i) .3.11に示す。今回使用した溶媒は純水であり表面張力は大きく0.072.5Nmである。今回は懸濁液の入手が容易なエタノールで表面張力を0.022.5Nmに低減しディップコートを行った。

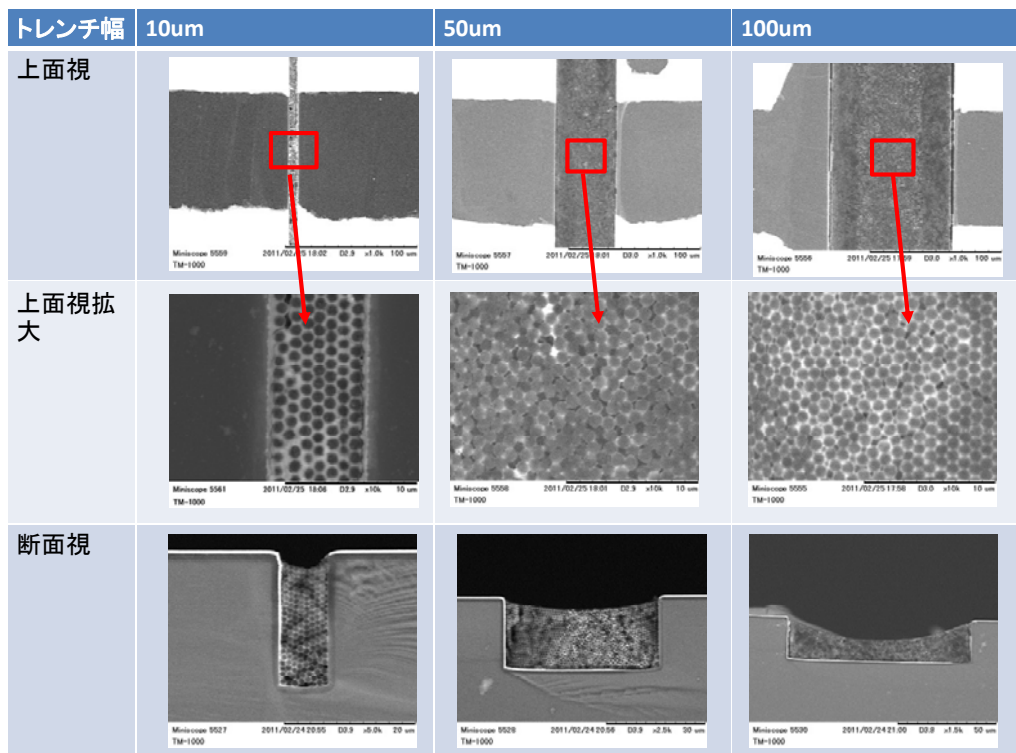


図V.1.4.3 (i) .3.10 純水溶媒 SnO₂懸濁液でディップコート後のSEM画像

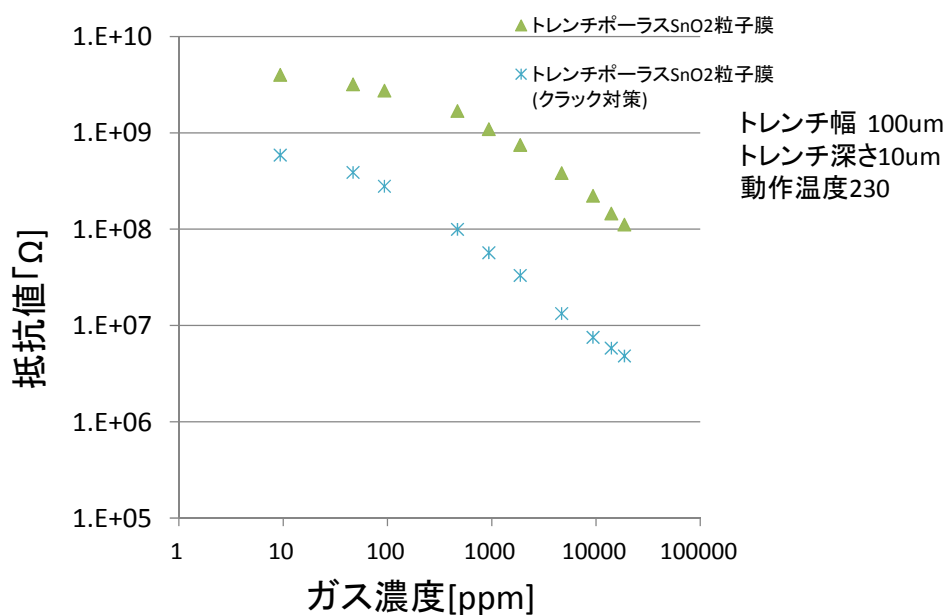
溶媒	表面張力[mN/m]
水	72.8
アセトン	23.3
エタノール	22.6
メチルエチルケトン	24.6
n-ヘキサン	18.4

図V.1.4.3 (i) .3.11 代表的な懸濁液溶媒別表面張力

エタノール溶媒 SnO₂ 懸濁液でディップコートした結果が図V.1.4.3 (i) .3.12 である。観察結果からクラック発生が抑制されている事が確認できる。溶媒の表面張力低減がクラックの抑制に効果的である事が確認された。



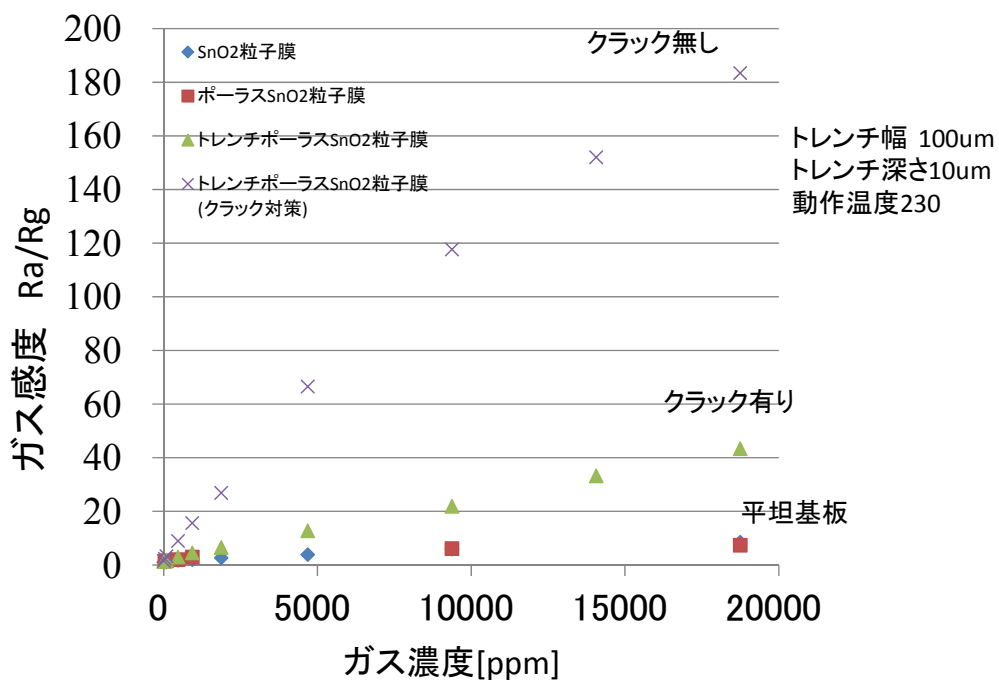
図V.1.4.3 (i) .3.12 エタノール溶媒 SnO₂ 懸濁液でのディップコート結果



図V.1.4.3 (i) .3.1.4 クラック導入有無によるガスセンサの抵抗値

クラックを抑制したガスセンサの抵抗値特性を図V.1.4.3 (i) .3.1.4 に示す。クラックの抑制により、大気中での抵抗値 Ra が 5G から 900M へ約 4.1G 低減する結果となった。

また、エタノール濃度に対するセンサ感度特性を図V.1.4.3 (i) .3.14 に示す。クラック導入を低減する事により、エタノール濃度が 18753ppm の時で感度が約 4 倍向上する結果が得られ、センサ形状がセンサ感度に大きく影響する因子であることが確認された。



図V.1.4.3 (i) .3.14 クラック抑制ガスセンサ感度特性

ガスセンサのトレンチ埋め込みにより、高濃度なエタノール雰囲気中でのガス感度向上が確認されたが、トレンチ構造がどのような場合にセンサ感度の向上が見込めるか確認をするため、トレンチの幅、深さ、長さをパラメタとしたガスセンサを作製し評価を行った。図V.1.4.3 (i) .3.15 に大気中のセンサ抵抗値 Ra のセンサ数特性を示す。各トレンチ幅のサンプルでほぼ線形な抵抗値の推移が確認された。また、Ra のトレンチ幅、トレンチ深さの特性を図に示す。トレンチの幅に対しては線形な傾向が得られず、幅 10 μm トレンチで抵抗値が下がるような形となっている。また、トレンチ深さに対しても線形な傾向が得られず、トレンチ深さ 25 μm のサンプルで高抵抗を示す結果となった。長さ方向が線形に推移しているのに対して、幅、深さに対しては線形な傾向が見られないため、トレンチ内

に形成した電極形状やセンサであるポーラス SnO₂ 構造の形状、SnO₂ 粒子と電極間の接触に違いある可能性があり、正常に作製されているかの形状確認が必要である。

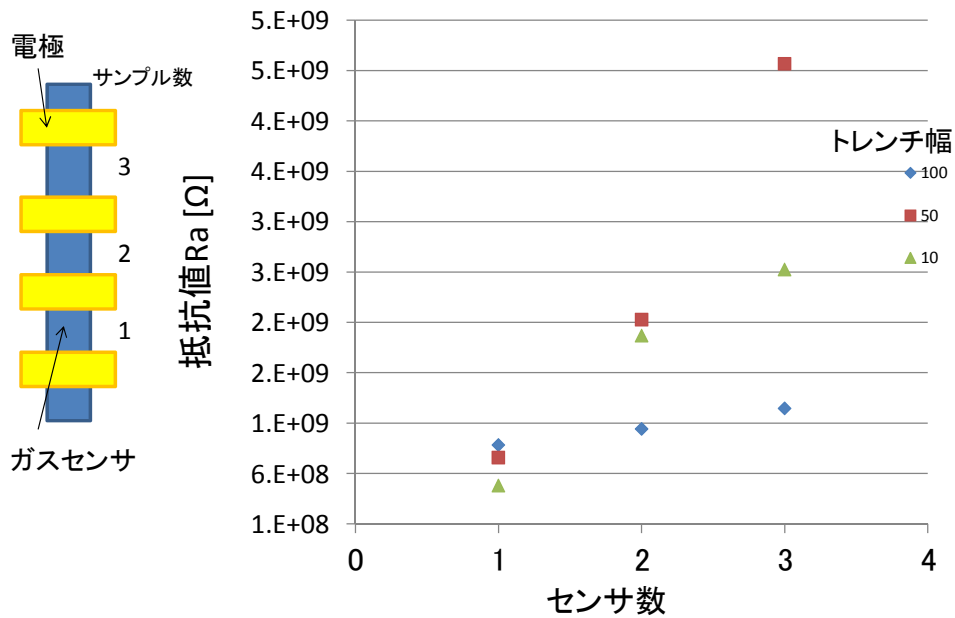


図 V.1.4.3 (i) .3.15 トレンチガスセンサの抵抗値、センサ数特性

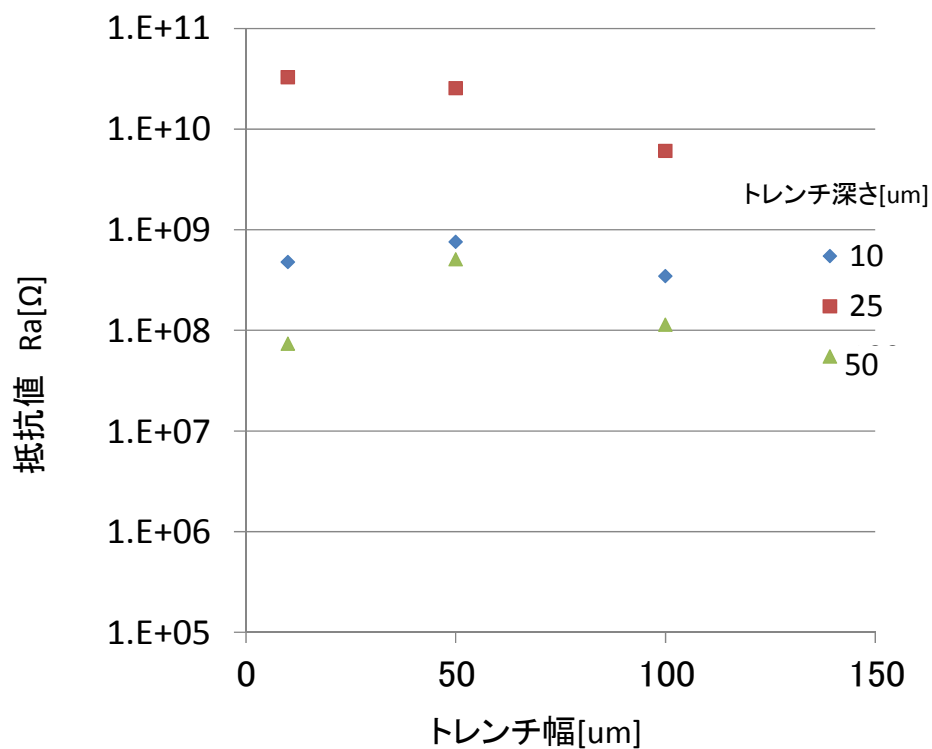
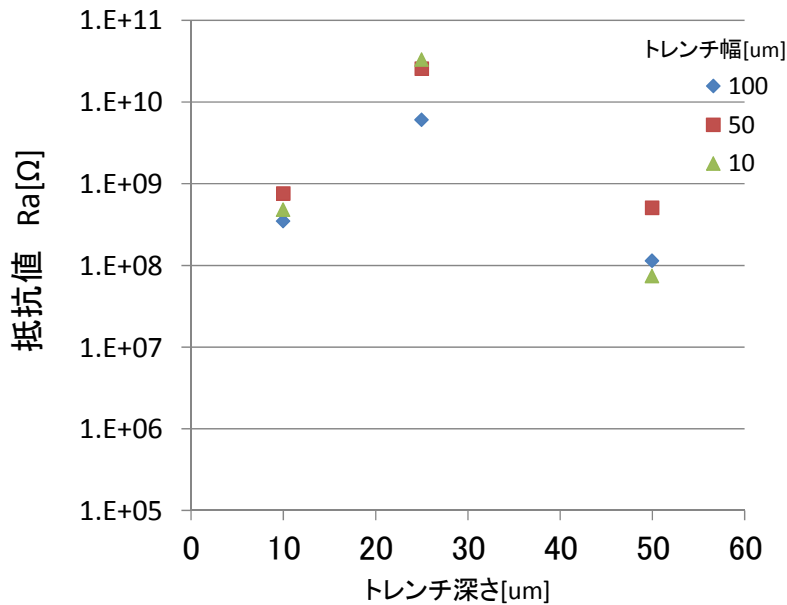
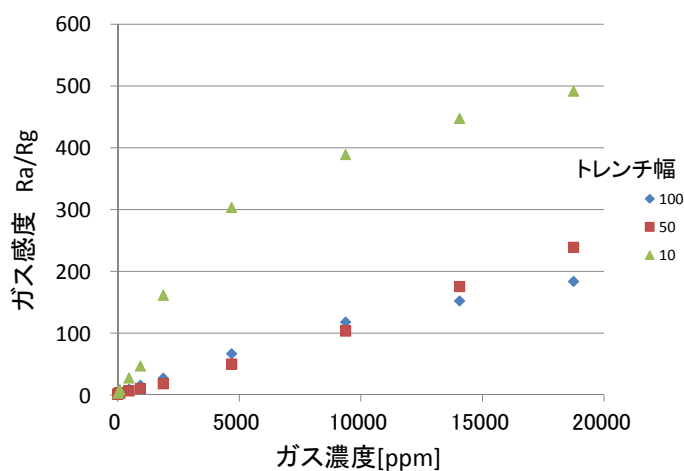


図 V.1.4.3 (i) .3.16 トレンチガスセンサの抵抗値、トレンチ幅特性



図V.1.4.3 (i) .3.17 トレンチガスセンサの抵抗値、トレンチ深さ特性

また、センサとしては動作するため、感度評価を実施した結果が図V.1.4.3(i).3.18である。深さ条件10μmにおいて幅10μmの感度が高く、濃度に対する傾向が線形でなく飽和しているような特性となっている。一方で、50μm、100μmの感度は同程度であるが、線形性は保たれている。図に示したトレンチ幅10μmサンプルの大気中での抵抗値も考慮すると、センサ形状に違いがあることが推測される。また、この結果からセンササイズを1/2にし、平坦基板に作製したサンプルと比較して感度が向上する事が確認された。



図V.1.4.3 (i) .3.18 トレンチガスセンサの感度、トレンチ幅特性

(i) -4.1 大面積化の検討

本項では粒子配列技術の大面積化について検討したので報告する。現状では図に示すように、チップレベルでの粒子配列を行っている。引上げ装置部、懸濁液容器、基板固定アームから構成されており、インクジェット法やディスペンス法と比較して大面積基板への一括処理が可能であり生産性の向上が期待される。将来的にディップコーターによるガスセンサの大量産を考慮した場合、大面積 Si 基板への粒子配列技術は必要不可欠である。今回は、懸濁液容器の大容量化を行い、4inch Si 基板上に粒子配列を行った。

また、微粒子配列は基板と懸濁液界面に生じるメニスカスを利用して行われる。メニスカスの先端部では図に示すように、メニスカス先端部への溶媒の流れが起こり基板への微粒子の供給が発生する。この微粒子の供給は雰囲気温度湿度で制御され、懸濁液に分散している微粒子の濃度により粒子の供給量が決定する。この時基板を液面から引き上げる事でメニスカスの先端部を移動させ、基板上に堆積する粒子数を制御する。また、メニスカスが図のような親水性の場合粒子が堆積するが疎水性を示す場合には堆積しない。また、従来のチップ基板から 4inch 基板へ拡大するため、引上げ速度、微粒子濃度、表面処理、基板サイズを条件とし実験を行った。

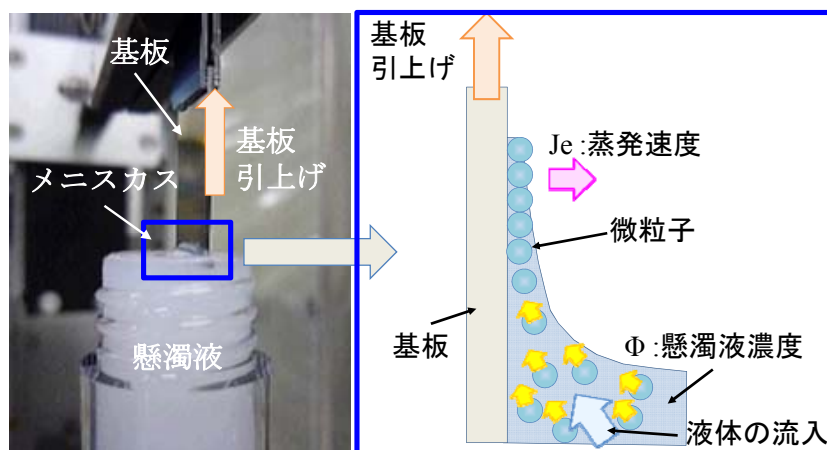


図 V.1.4.3 (i) .4.1 ディップコート概要

(i) -4.2 実験方法

4inch Si ウェハ用の装置構成及び実験の概要を図に示す。固定アームに 4inch ウェハを設置しポリスチレン懸濁液に浸漬させる。浸漬後にアーム部が低速で上方に可動し、ディップコートを行う。図に示すように懸濁液の容器は 4inch 用に変更

を行いつつ懸濁液を大量に消費しないように、容器の内寸を長さ 120mm×高さ 100mm×幅 5mm、槽内容量 60ml として作製した。また、実験条件を表に示す。今回 4inch 基板での懸濁液としては、粒子材料ポリスチレン、粒子径 $1\mu\text{m}$ 、懸濁液溶媒を純水とし、回転子にて攪拌を行った。雰囲気温度、湿度を 23°C 、 $35\%\text{RH}$ 一定として、基板引上げ速度を $0.24\mu\text{m}\sim 2\mu\text{m}$ 、懸濁液濃度を 1vol%、10vol% の条件でウエハの引上げを行った。基板サイズはウエハをへき開もしくはダイシングし、実験を行った。

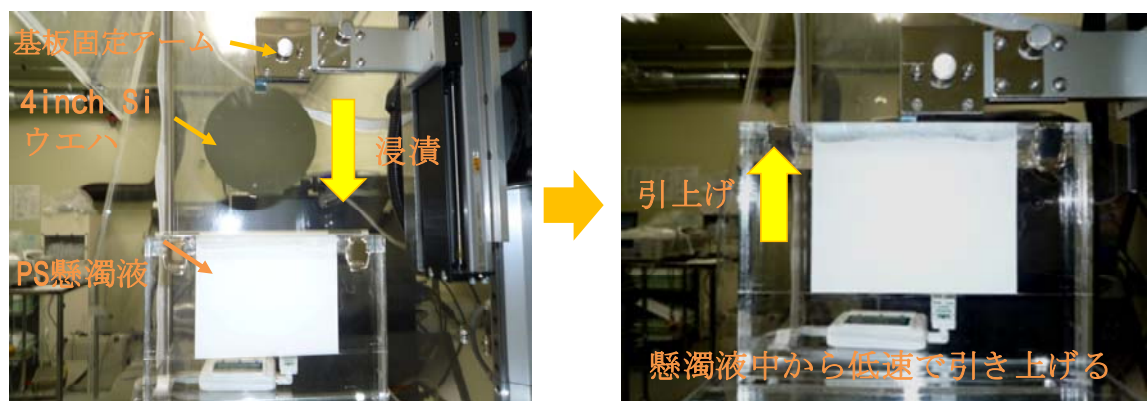


図 V.1.4.3 (i) .4.2 ウエハ用ディップコーター構成

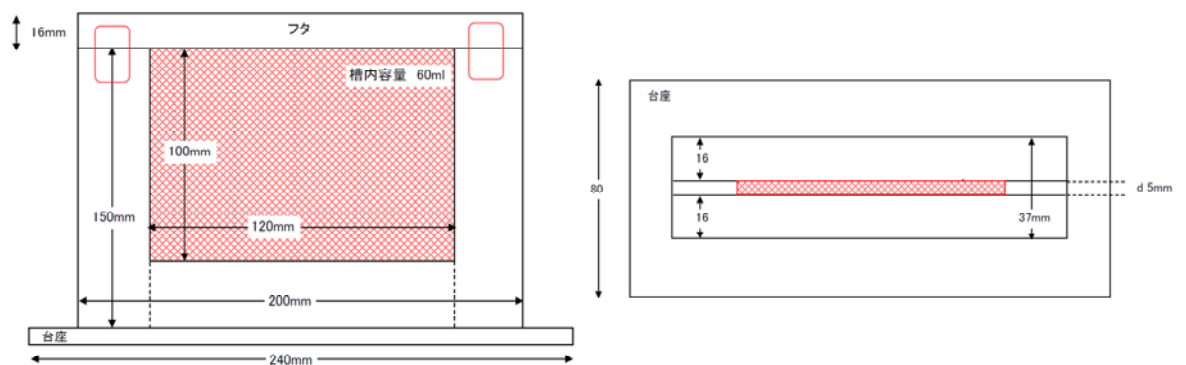


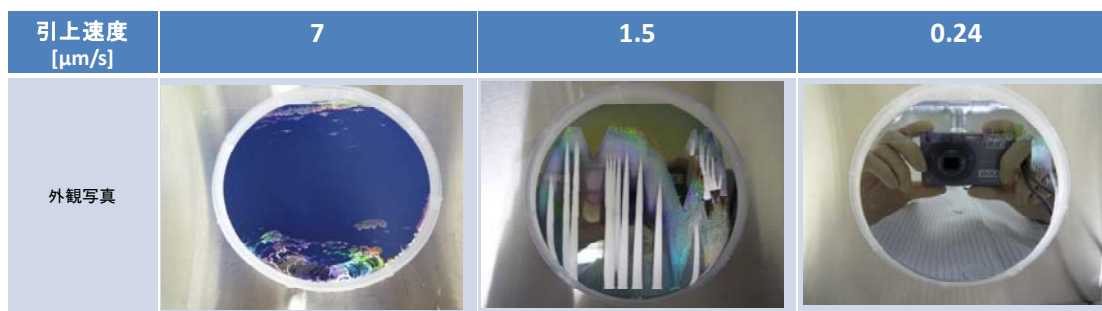
図 V.1.4.3 (i) .4.3 ウエハ用懸濁液容器の構成

表V.1.4.3 (i) .4.1 実験条件

項目	小項目	材料、条件
引上げ速度		0.24~10 μ m/sec
懸濁液	粒子材料	ポリスチレン
	粒子径	1 μ m
	溶媒	純水
	濃度	1、10 vol.%
基板材料	基板材料	Si (100)
	ウエハ	Φ 100mm ウエハ、1/2分割 ϕ 100ウエハ
	チップ	20mm \times 10mm
雰囲気条件	温度	23
	湿度	35%RH
表面処理	O ₂ プラズマ	1min
	BHF \rightarrow SPM	各10min

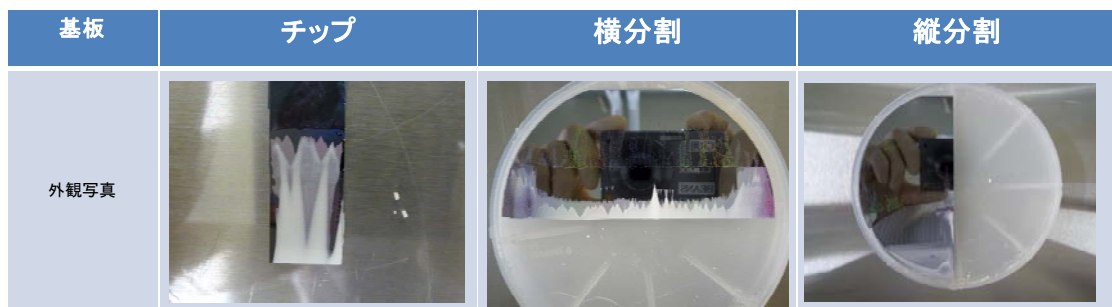
(i) -4.3 実験結果

引上げ速度を 0.24~7 μ m/s に変化させ微粒子をディップコートした場合の外観写真を図に示す。引上げ速度が低速の 0.24 μ m/s であっても粒子が配列しない結果となり、1.5 μ m/s の条件では線状に粒子が堆積している事が確認された。



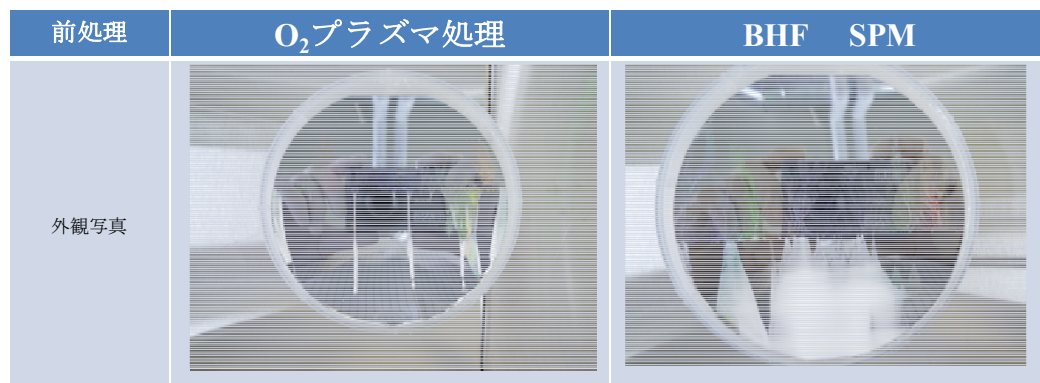
図V.1.4.3 (i) .4.4 堆積粒子の引上げ速度依存性

この結果から想定される原因として、ウエハの大口径化に伴い基板が懸濁液の流れを阻害している事が予想され、最終的にメニスカス先端部への微粒子の供給が阻害されている、もしくは供給されているが親水性化処理が不十分で微粒子が基板に堆積できない、が挙げられる。この為、チップ基板、分割ウエハでディップコートを行った。またウエハの分割は縦横の 2 条件行い、基板の縦方向か横方向の長さのどちらが影響しているかの確認を行った。結果が図である。



図V.1.4.3 (i) .4.5 堆積粒子の基板サイズ依存性

20×10mm に分割したチップウエハに関してはポリスチレン微粒子が堆積しており、このサイズの基板ならば粒子が配列する事が確認された。また、縦分割したウエハでは微粒子の配列は発生せず、横分割したウエハは横方向に様に粒子が配列している。基板の縦の長さが影響している結果となり、懸濁液内に浸漬している基板が攪拌を阻害している事が確認された。また、今回懸濁液容量を削減するため容器の幅を 5mm としており、また粒子径 1 μm のポリスチレン微粒子は沈降が発生する事から、十分な懸濁液の攪拌ができなかったものと推察される。基板と懸濁液容器間にある程度の幅を持たせる事で改善する可能性もあり今後検討が必要である。また、O₂ プラズマ処理では有機物の残差が除去しきれていない可能性がある為、表面処理を従来の O₂ プラズマ処理から BHF、SPM 洗浄に変えてディップコートした結果が図である。表面処理を変えた事で微粒子の堆積が発生し改善される傾向が確認された。



図V.1.4.3 (i) .4.6 堆積粒子の表面処理依存性

以上の結果から、大面積プロセスにおける課題点は、

- ・メニスカス先端部への微粒子供給を阻害しないような容器設計が必要
- ・ウエハ表面を清浄に保つ必要がある

- 1) Y. Lu, Y. Yin, Y. Xia: A Self-Assembly Approach to the fabrication of Patterned, Two-Dimensional Arrays of Microlenses of Organic Polymers, *Adv. Mater.*, 13, 1, (2001) 34.
- 2) S. H. Im, O. O. Park: Three-dimensional self-assembly by icecrystallization, *Appl. Phys. Lett.*, 80, 22, (2002) 4133.
- 3) Yuta Matsushima*, Yukie Nemoto¹, Tsutomu Yamazaki, Kazuyuki Maeda, Takeyuki Suzuki “Fabrication of SnO₂ particle-layer on the glass substrate using electrospray pyrolysis method and the gas sensitivity for H₂”, *Sensors and Actuators B vol*, 96 pp. 133-148, 2003..
- 4) A.R. Phani, S. Manorama, V.J. Rao, “Effect of additives on the response of sensors utilizing semiconducting oxide on carbon monoxide sensitivity”, *Appl. Phys. Lett.* Vol.66, 3489–3491, 1995.
- 5) C. Baratto, G. Sberveglieri, A. Onischuk, B. Caruso, S. di Stasio “Low temperature selective NO₂ sensors by nanostructured fibres of ZnO”, *Sensors and Actuators B vol*, 100 pp. 261–265, 2004.
- 6) Jian-Ping Ge, Jin Wang, Hao-Xu Zhang, Xun Wang, Qing Peng, Ya-Dong Li “High ethanol sensitive SnO₂ microspheres”, *Sensors and Actuators B vol*, 113 pp. 937–943, 2006.

(ii) 低消費電力センサ・無線モジュールへの検討

(ii) -1 背景と目的

超低損傷ドライッチング技術は、試料にダメージを与えない超低損傷加工と原子レベルの平滑加工が特徴の加工技術であり、MEMS に適用することで機械的特性であるエネルギーロスの低減、信頼性向上、流体抵抗の低減などの効果が期待されている。これまで、東北大学の寒川らは超低損傷エッチング技術を用いて、トランジスタの電気的特性を向上させるなど様々な実験を通してその効果を検証してきた。一方、機械的特性については、平成 21 年度の研究開発項目③「3次元ナノ構造形成プロセス技術の開発」(1) -1 超低損傷エッチングによる高密度3次元ナノ構造形成技術の成果として、超低損傷ドライッチング技術が、従来のエッチング技術に対してMEMSの機械的特性を向上・改善することができる有効な技術であることが確認されている。一方、MEMSは電気と機械が相互作用することで機能を発現するものであり、電気的特性のみならず機械的特性も重要な項目である。そのため、超低損傷ドライッチング技術をMEMSに適応することで、デバイス特性の向上や新たな原理による新デバイスの創出などが期待できる。そこで本研究では、超低損傷ドライッチング技術による有効性を活かすことができるデバイスとしてトランジスタとMEMSの集積化デバイスであるVibrating-Body Field Effect Transistor (VB-FET)に着目し、センサ・無線モジュールへの応用のための基礎検討をシミュレーションおよび試作を通じて実施し、これらの課題抽出を行ったので報告する。

(ii) -2 MEMS とトランジスタの集積構造デバイス

超低損傷ドライッチング技術でシリコンをエッチングした場合、従来方式のエッチング技術と異なり、超低損傷の効果によってエッチング時のシリコン界面における界面準位の数的大幅に低減することができ、その数はベアシリコンと遜色ないレベルであるとされる。よって、本技術によりMEMSを作製した場合、エッチング界面にMOSトランジスタを形成することが可能となる。そこで我々は、MEMSデバイスの側壁にMOSトランジスタを形成する構造であるVibrating-Body Field Effect Transistor (VB-FET)に注目した。

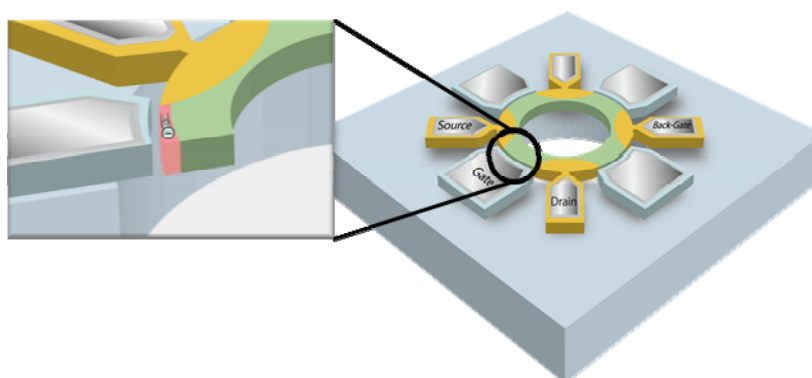


図 V.1.4.3 (ii) -2-1. VB-FET の概要図

VB-FET は、2007 年に D.Grogg らによって提案されたデバイスである⁽¹⁾。その構造は、駆動する MEMS の側壁部分に形成されたチャンネルと固定されたゲートから成る構造であり、MEMS とトランジスタの集積デバイスである (図 V.1.4.3 (ii) -2-1)。VB-FET は、ゲートと駆動するチャンネルの相互作用によりトランジスタ機能を発現し、入力信号を低インピーダンスに変換することができ、信号を増幅することができる。さらに、我々は駆動するゲート構造を有する Coupled VB-FET を考案し、異なる 2 つの共振周波数で信号を増幅することを可能とした。これにより SAW や FBAR などの高周波デバイスにかわるチューナブルバンドパスフィルタの実現や集積化構造による部品点数削減・低消費電力化などが可能となる。また、MEMS は、リング・ディスク構造、平行平板構造などさまざまな MEMS に適応が可能であり真の集積化 MEMS として期待できる。提案されている VB-FET は、駆動するチャンネルと固定されたゲートを平行平板型アクチュエータとしてモデリングしているが⁽²⁾、我々は、チャンネル・ゲートともに駆動する連成モデルである Coupled VB-FET をゲートとトランジスタのチャンネル間に働く電気機械相互作用をモデリングする手法でシミュレーションを実施し、課題抽出を行った。また、8 インチファンドリによるデバイスの試作を通じてプロセス課題検証を実施した。

(ii) -3 シミュレーションによる検討

(ii) -3.1 MEMS 等価回路設計手法

我々は、ラグランジュの運動方程式を用いて Coupled VB-FET をモデル化した。ラグランジュ運動方程式を用いることで電気系と機械系のエネルギーの伝達を表すことができる。そのため、電気系デバイスである MOS-FET と機械デバイス系デバイスである MEMS の集積デバイスの Coupled VB-FET をモデル化するためには、本手法を用いることは非常に有効である。本方式はこれまでも静電型 MEMS などの設計に利用されておりその有効性は示されている⁽³⁾。ここで、モデル化する Coupled VB-FET の模式図を図 V.1.4.3 (ii) -3-1 に示す。通常、Coupled VB-FET は $V_D < V_{GS} - V_T$ で駆動させる。そのため、本研究のモデルでは線形領域のみを考慮した。また、ゲート・チャンネル間の絶縁体を真空または空気とした。本モデルでは、ゲート・チャンネル間のキャパシタンス C は、駆動するゲートとチャンネルそれぞれの変位 y_g と y_c の関数となる。また、ソース・チャンネル間の表面電位には勾配があるため、キャパシタンス C を n 分割し、微小区間のキャパシタンス $C_n(y_g, y_c)$ で表した。この手法は、従来の MOS-FET をモデル化する時に用いられる一般的な手法であり、我々はそれを VB-FET に適応した。ここで、チャンネル抵抗 R_n 、チャンネル内交流電位 e_n 、チャンネル内直流電位 V_n 、ゲート電流 i_g 、ドレイン電流 i_d 、ゲート・ソース間容量 $C_{GS}(y_g, y_c)$ 、ゲート・ドレイン容量 $C_{GD}(y_g, y_c)$ 、ゲートとソース・ドレインがオーバーラップしている幅をそれぞれ $L_{GS} \cdot L_{GD}$ とする。微小区間のキャパシタンス $C_n(y_g, y_c)$ とチャンネル抵抗 R_n は、式 (1)、(2) の通り表すことが出来る。式 (1)、(2) における各パラメータは、真空の誘電率 ϵ_0 、チャンネル幅 W 、チャンネル長 L 、ギャップ d_0 、直流バイアスによるゲート側変

位 d_g 、チャネル側変位 d_c 、電気移動度 μ 、閾値電圧 V_T とする。

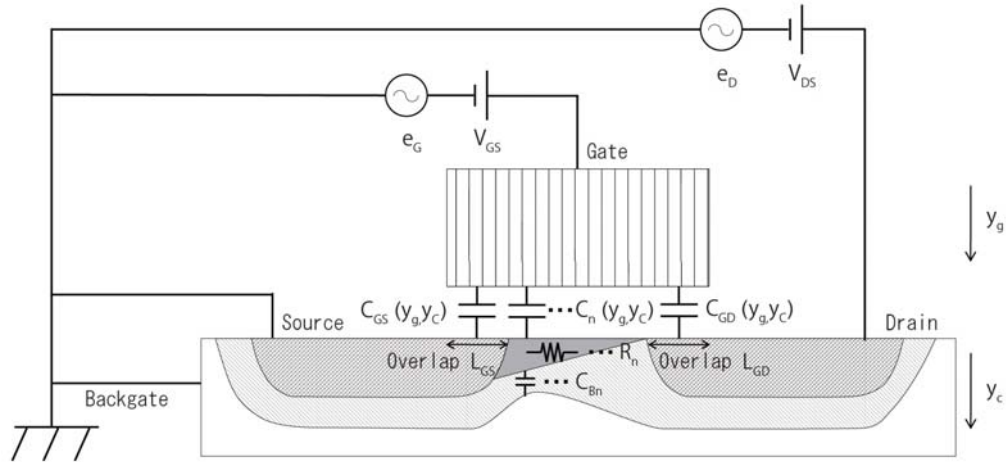


図 V.1.4.3 (ii) -3-1. Coupled VB-FET の概要図

$$C_n(y_g, y_c) = \frac{\epsilon_0 L W}{n(d_0 - d_g - d_c - y_g - y_c)} \quad (1)$$

$$R_n = \frac{L(d_0 - d_g - d_c - y_g - y_c)}{nW\mu\epsilon_0(V_{GS} + e_G - V_T - V_n)} \quad (2)$$

次に、我々は、ゲート・チャネル間に働く電気機械相互作用をモデリングするために図 V.1.4.3 (ii) -3-1 のようにモデル化した Coupled VB-FET を図 V.1.4.3 (ii) -3-2 の等価回路で表した。そして、Coupled VB-FET の電気系と機械系のエネルギーの相互作用を表すエネルギー関数のラグランジアン L と散逸関数式 F を導出した。ここで、ゲートの質量 m_g 、ゲートのバネ定数 k_{sg} 、チャネルの質量 m_c 、チャネルのバネ定数 k_{sc} とする。

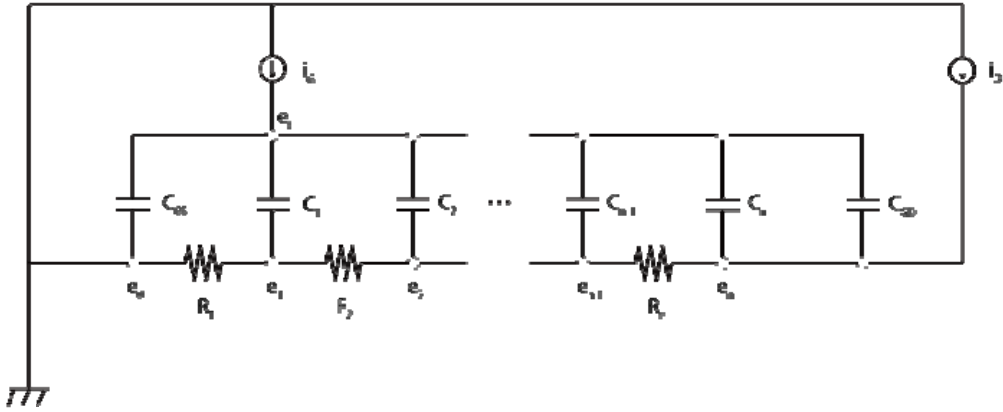


図 V.1.4.3 (ii) -3-2. Coupled VB-FET の等価回路図

まず、ラグランジアン L は、ゲート・チャネルが駆動する運動エネルギー、ゲート・チャネル間の静電力によるエネルギー、チャネル・ゲートのバネによるエネルギーから式 (3) の通り表される。次に、散逸関数 F は、機械抵抗と電気抵抗のそれぞれの項から表され、式 (4) となる。

$$\begin{aligned}
 L = & \frac{1}{2} m_g v_g^2 + \frac{1}{2} m_c v_c^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n C_k(y_g, y_c)(V_{GS} + e_G - V_T - V_k - e_k)^2 \\
 & + \frac{1}{2} C_{GS}(y_g, y_c)(V_{GS} + e_G - V_T)^2 + \frac{1}{2} C_{GD}(y_g, y_c)(V_{GS} + e_G - V_T - V_{DS} - e_D)^2 \\
 & - \frac{1}{2} k_{sg}(d_g + y_g)^2 - \frac{1}{2} k_{sc}(d_c + y_c)^2
 \end{aligned} \quad (3)$$

$$F = \frac{1}{2} r_g v_g^2 + \frac{1}{2} r_c v_c^2 + \sum_{k=1}^n \frac{1}{2R_2} (V_k + e_k - V_{k-1} - e_{k-1})^2 \quad (4)$$

そして、ラグランジュ方程式 (5)、(6)、(7)、(8)、(9) をテイラー展開によって線形化することで線形行列を求め、解析を行った。

$$f_y = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial v} \right) - \frac{\partial L}{\partial y} + \frac{\partial F}{\partial v} \quad (5)$$

$$f_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial v_c} \right) - \frac{\partial L}{\partial y_c} + \frac{\partial F}{\partial v_c} \quad (6)$$

$$i_k = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial e_k} \right) - \frac{\partial L}{\partial \phi_k} + \frac{\partial F}{\partial e_k} \quad (7)$$

$$i_G = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial e_G} \right) - \frac{\partial L}{\partial \phi_G} + \frac{\partial F}{\partial e_G} \quad (8)$$

$$i_D = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial e_D} \right) - \frac{\partial L}{\partial \phi_D} + \frac{\partial F}{\partial e_D} \quad (9)$$

このように求めた線形行列を掃出し法によって整理することで式 (10) を導出した。このように計算することで、Coupled VB-FET のアドミタンス行列を導出でき、相互コンダクタンス (gm) や出力抵抗 (1/gr) などの特性を計算することができる。また、このように求められたアドミタンス行列からハイブリット行列を導出できるので、|H21| から遮断周波数などの特性を解析することも可能である。

$$\begin{pmatrix} f_G \\ f_C \\ I_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{n-1} \\ I_D \\ I_G \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & a_{12} & a_{13} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{1n+3} \\ 0 & 1 & a_{23} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{2n+3} \\ 0 & 0 & 1 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{3n+3} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 1 & a_{n+1n+2} & a_{n+1n+3} \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & g_d & g_m \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & g_r & g_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_g \\ v_c \\ e_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e_{n-1} \\ e_D \\ e_G \end{pmatrix} \quad (10)$$

(ii) -3.2 シミュレーションによる検討

(ii) -3.2-1 シミュレーションによる静特性評価

まず我々は、式 (5)、(6)、(7)、(8)、(9) のテイラー展開の 0 次項より ID-VDS 特性とチャネル内電位を求めた。ここでの計算では、 $n=14$ 、 $L=2\mu\text{m}$ 、 $W=20\mu\text{m}$ 、 $d_0=0.1\mu\text{m}$ 、 $\mu=0.05\text{m}^2/\text{Vs}$ とした。まず、ID-VDS 特性の計算結果を図 (ii) -3-2 に示す。

ここでは V_{GS} を 20V、30V、40V、50V と変化させ、教科書等に掲載されている一般的な式と我々が導出した式のそれぞれで計算し比較した。その結果、 I_D - V_{DS} 特性において本手法で求めた値と従来手法で求めた値は完全に一致し、本手法により正確に特性が導出できることを確認した。次にチャンネル内電位の計算結果を図 V.1.4.3 (ii) -3-3 に示す。ここでは、 V_{GS} を 30V、 V_{DS} を 1V、5V、10V、15V、20V、25V と変化させ計算した。チャンネル内電位は、チャンネルの位置によって変化し、 V_{DS} の値がピンチオフ電位に近い値となり、ドレイン側に近づいた位置になるとその値は急激に変化した。一方で、 V_{DS} の値がピンチオフ電位に比べて十分小さい場合は線形近似ができることも確認でき、その特徴を正確に導出できた。このように、 V_{DS} の値によってチャンネル内電位の表し方は変化するが、本手法のようにゲート・チャンネル間のキャパシタンスを分割して扱うことで、ピンチオフ前のすべての V_{DS} に対応することができる。そして、ゲート・チャンネル間のエネルギー相互作用をより正確に表し、 VB -FET の特性を導出することができる。

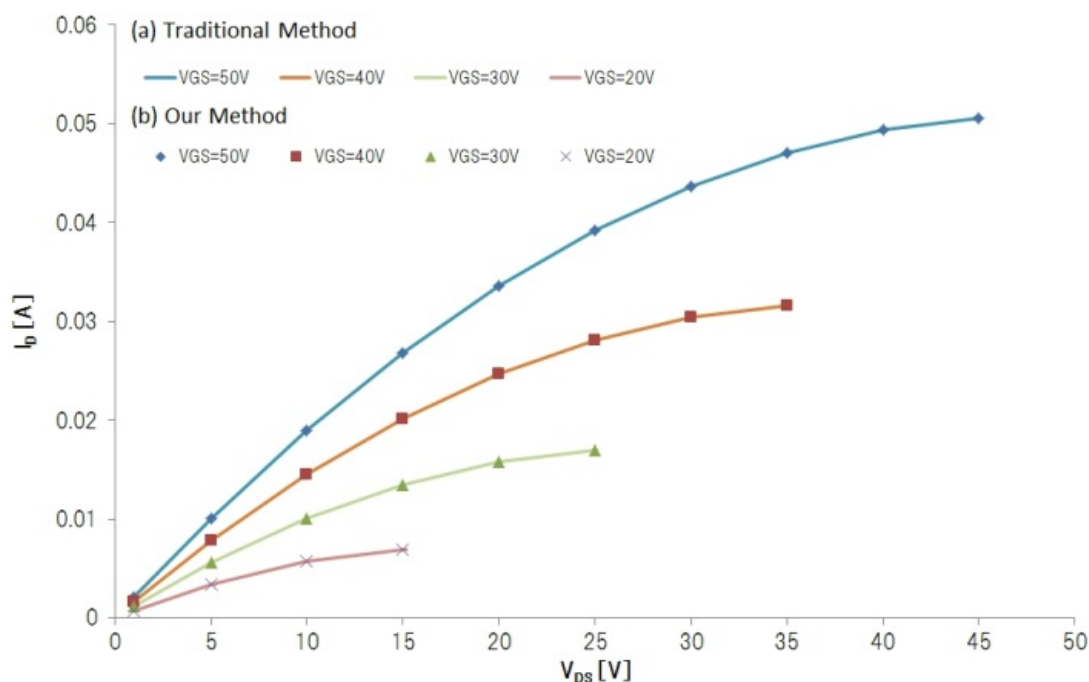
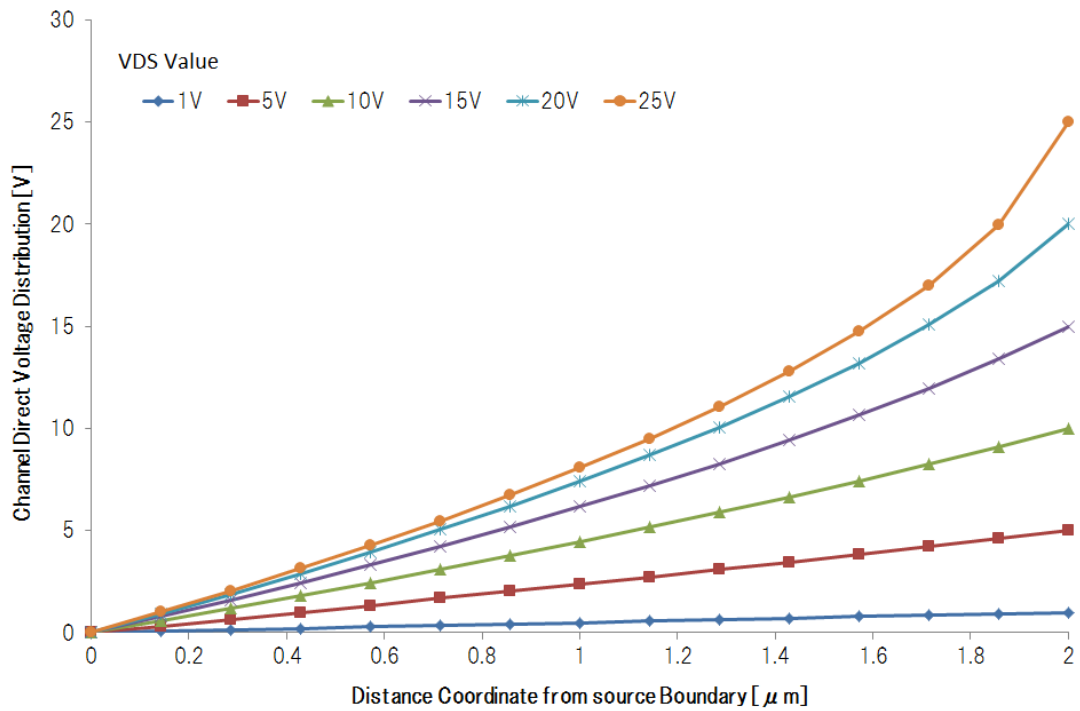


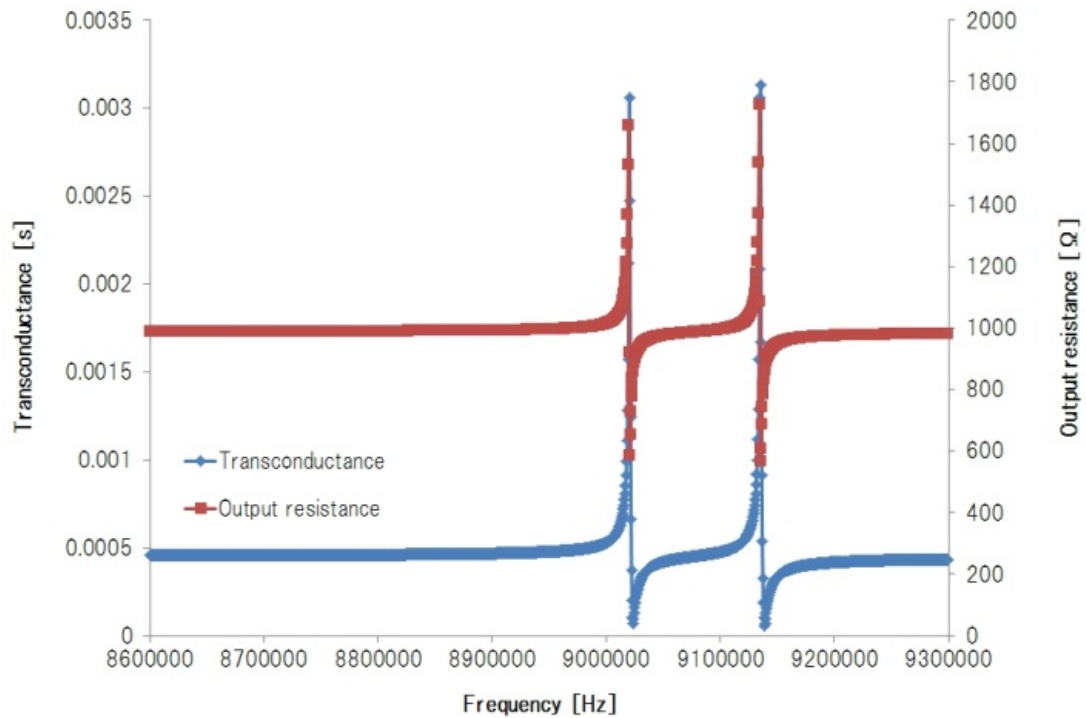
図 V.1.4.3 (ii) -3-2. Coupled VB-FET の静特性計算結果



図V.1.4.3 (ii) -3-3. Coupled VB-FET のチャンネル内電位計算結果

(ii) -3.2-2 シミュレーションによる Coupled VB-FET 特性評価

次にゲート電圧 30V、ドレイン電圧 10V、ゲートとチャンネルの Q 値をそれぞれ $Q_c = Q_g = 10000$ 、 $m_c = m_g = 7.31 \times 10^{10} \text{kg}$ 、 $k_{sc} = 2.3 \times 10^5 \text{Pa}$ 、 $k_{sg} = 2.41 \times 10^5 \text{Pa}$ として Coupled VB-FET の特性解析を行った。ここでは、特性として相互コンダクタンス、出力抵抗、相互コンダクタンスの VDS 依存性、 $|H_{21}|$ による遮断周波数について解析を行った。まず、相互コンダクタンスと出力抵抗の計算結果を図 V.1.4.3 (ii) -3-4 に示す。その結果、ゲート・チャンネルそれぞれの共振周波数で g_m および $1/g_r$ がピークを有することを確認した。 g_m は、ピーク値がベース値と比較して約 6 倍に増加した。一方、 $1/g_r$ のボトム値は、ベース値と比較して約半分の値となった。



図V.1.4.3 (ii) -3-4. Coupled VB-FET の相互コンダクタンスと出力抵抗

次に g_m の V_{GS} 依存性について検討した。 V_{GS} を 20V、40V、60V に変化させた場合の計算結果を図V.1.4.3 (ii) -3-5 示す。ここでは、分かりやすくするためゲート側のばね定数を

$k_{sg} = 2.41 \times 10^{20} \text{Pa}$ と大きくすることで固定し、共振ピークをひとつとした。その他のパラメータは、先の検討と同じ値を用いた。その結果、 V_{GS} の値に対応し、共振周波数が変化する様子が確認できた。

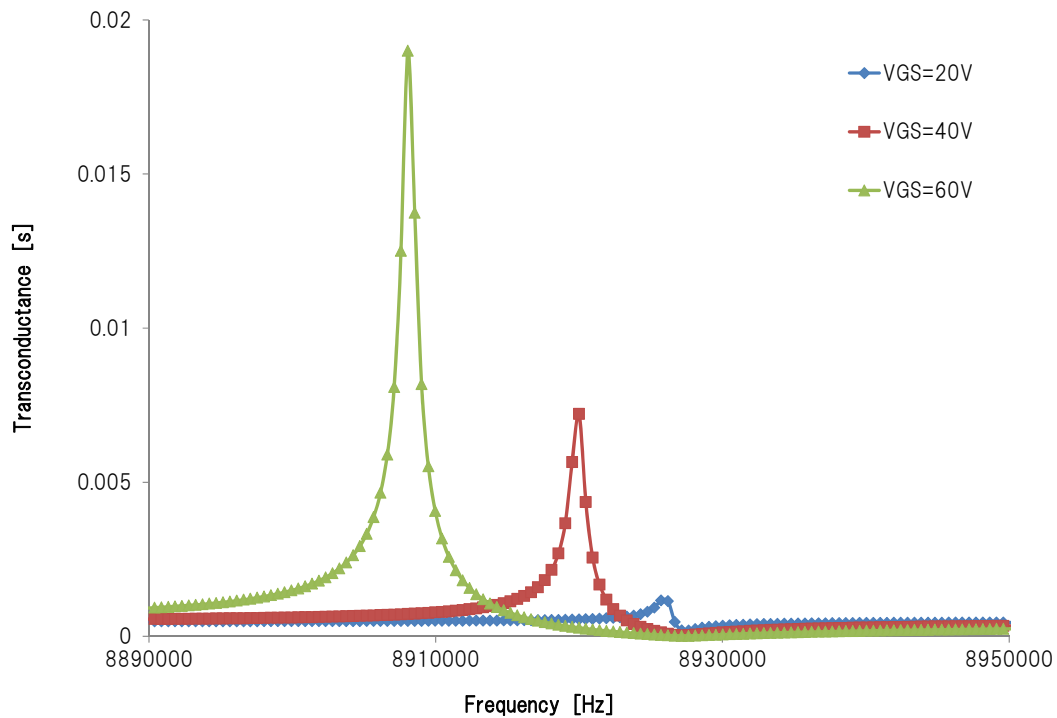


図 V.1.4.3 (ii) -3-5.相互コンダクタンスの VGS 依存性

次に、 g_m の VDS 依存性について検討した。 g_m は、ベース値・ピーク値それぞれを計算し、ベース値については従来の計算式でも導出した。形状パラメータは、先の検討と同じ、 $V_{GS} = 30V$ とし、VDS を 1V から 25V まで変化させた。その結果、従来の計算式で求めたベース値は VDS に比例し増加した (図 V.1.4.3 (ii) -3-6)。一方、我々の計算式で求めたベース値は、VDS が 15V あたりまで従来式と同じ値となり比例増加するが、それ以降は徐々に従来式の結果から外れ、その値よりも増加した。これは、チャンネルの表面電位が線形近似できる VDS の領域から外れた為である。また、ピーク値は、VDS が 0V から増加し VDS が 18V でピークとなり、それ以降は減少した。これは、従来のトランジスタ同様に VDS の増加とともに g_m が増加するが、次第に MEMS の駆動電圧となる $V_{GS} - V_{DS}$ の値が小さくなり増幅が小さくなるためである。この結果は、Coupled VB-FET の特性がトランジスタ特性が支配的になる領域と MEMS 特性が支配的な領域を有することを示している。これにより、Coupled VB-FET の特性を最適条件で駆動することができる。

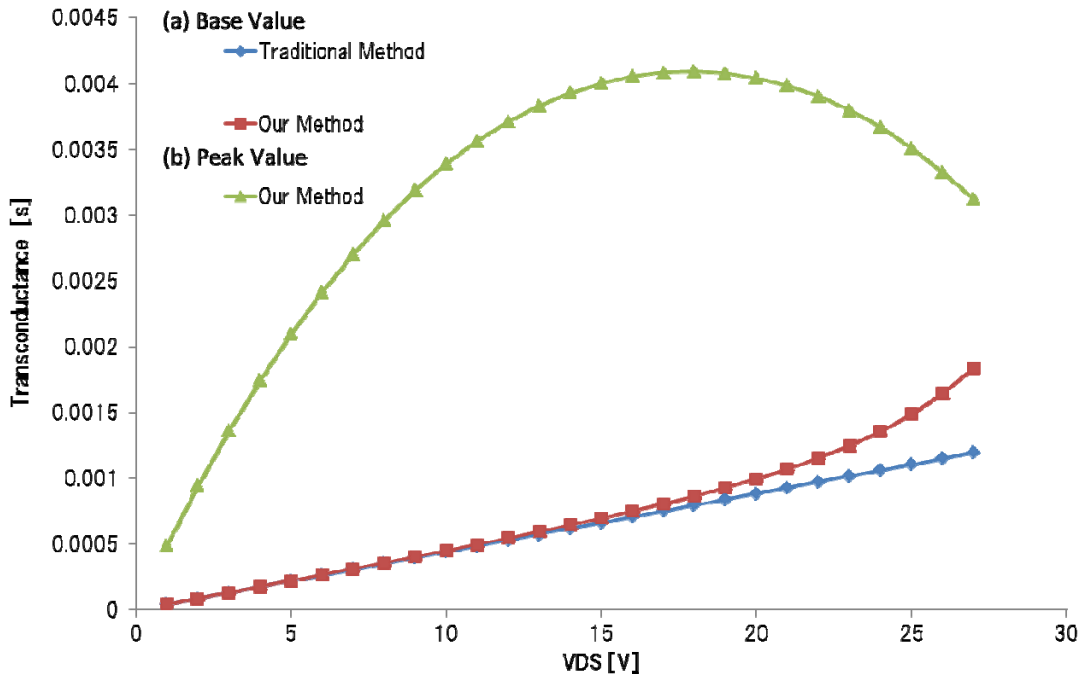


図 V.1.4.3 (ii) -3-6.相互コンダクタンスの VDS 依存性

最後に、ゲートとソース・ドレインがそれぞれ覆いかぶさっている幅であるオーバーラップ量とハイブリット行列から求められる $|H_{21}|$ との関係性を評価した。オーバーラップ量 $L_{GS} \cdot L_{GD}$ を $0 \mu\text{m}$ 、 $1 \mu\text{m}$ 、 $10 \mu\text{m}$ と変化させて計算した結果を図 (ii) -3-7 に示す。その結果、オーバーラップ量の増加によって遮断周波数 ($|H_{21}|=1$ での周波数) が低下した。また、 $10 \mu\text{m}$ においてはピーク部分が大きく減少し増幅効果が損なわれている。一方、オーバーラップ量の増加は、MEMS の駆動力を増加する方向に進むため、その影響により g_m が増加し、最終的に $|H_{21}|$ の値も増加した。この結果は、 g_m の VDS 依存性の結果同様に Coupled VB-FET の特性を最適駆動することができることを示している。このように、Coupled VB-FET はトランジスタと MEMS の特性を最大限に活かした設計が可能であり、センサまたはフィルタなどのデバイスに求められる特性に合わせた最適設計を実現することができる。

(ii) -3.2-3 シミュレーションによる課題抽出と展望

これまで述べた検討結果から、共振周波数においてピークを有する特徴を活かし、Coupled VB-FET でフィルタ機能を実現することができる。また、MEMS の形状を設計することで2つの共振ピークを組み合わせ、任意のバンドパスフィルタを構成することが可能である。そして、共振周波数については、MEMS の直流バイアスを変化させることで可変となる。そのため、これらすべての機能を組み合わせ、チューナブルバンドパスフィルタ

を構成することができる。その他にも、加速度センサやジャイロセンサなどの静電型 MEMS センサに本集積化構造を適応した場合、MEMS の共振により信号が増幅されることから、周辺備品として一般的に必要とされるプリアンプが不要になり、部品点数削減や小型・低消費電力化が期待できる。一方課題として、図 V.1.4.3 (ii) -3-6・7 のそれぞれの結果から、トランジスタと MEMS を独立して設計することは不適切であり、本モデルの通り相互作用を考慮してデバイスを設計する必要性が分かった。また、本デバイスの構造においてポイントとなるゲートとチャネル間のギャップにおいては、真空では通常の SiO₂ と比較して誘電率が 1/4 程度となるため、出来る限り狭ギャップであることが望まれる。しかしながらギャップは、作製プロセスによる影響も大きく発生するので、プロセスと特性のバランスを考慮して設計する必要がある。

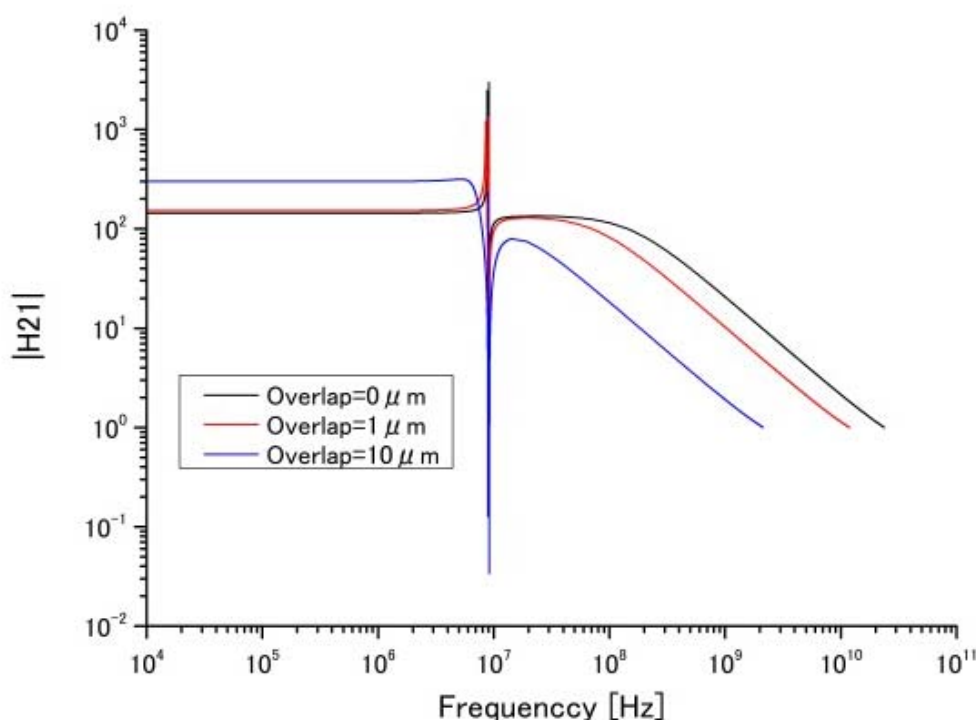


図 V.1.4.3 (ii) -3-7. H21 のオーバーラップ量依存性

(ii) -3 試作による検討

(ii) -3.1 デバイスの作製手法

我々はリング型振動子のリング側壁に N チャネル MOSFET を作製することで VB-FET を作製した。VB-FET を作製する上で最も重要となる点は、ゲート・チャネル間のギャップをいかに作製するかである。それは、絶縁層が従来の SiO₂ から Air もしくは真空になることで誘電率が大きく異なるためであり、VB-FET のトランジスタ特性を向上させるため

にはできる限りギャップを狭くすることが求められるからである。一般的にこのような狭ギャップは EB リソグラフィを用いることで数十 nm まで作製が可能であるが、VB-FET のように高アスペクト性も求められるとその技術難易度が非常に高い。よって我々は、ゲートとチャンネル・ソース・ドレインをそれぞれ別に作製し、その過程で SiO₂ により犠牲層を形成し、その後フッ酸で除去することで狭ギャップを実現した。我々が用いた作製方法の詳細は次の通りである (図 V.1.4.3 (ii) -3-1)。まず、(a)Si 基板に酸化炉にて 2 μm の SiO₂、さらにその上に CVD で 2 μm の Poly-Si を形成することで疑似 SOI を作製した。デバイス層を Poly-Si で作製することで、本モデルと同様にバックゲートを無視できるものとした。その後デバイス層全面にボロン(B)をイオンインプラし P 型にした。(b)ソースとドレインにはリン(P)とヒ素 (As) を、バックゲートにはボロン(B)と BF₂ をイオンインプラすることでそれぞれ N 型と P+型にした。(c)次にソースとドレインをフォトリソグラフィにて形成する。(d)その後、基板全体を 0.2 μm 酸化することで、ゲート・チャンネル間のギャップを形成する。(e)次にゲートを作製するための Poly-Si を全体に積層する。(f)そして、CMP により表面を研磨し、デバイス表面を平坦にする。(g)ゲートをフォトリソグラフィにて形成する。(h)最後にフッ酸により BOX 層を除去し、リリースする。最後に全体を酸化する。このように作製したデバイスの写真および全体像を図 V.1.4.3 (ii) -3-2・3・4・5 に示す。

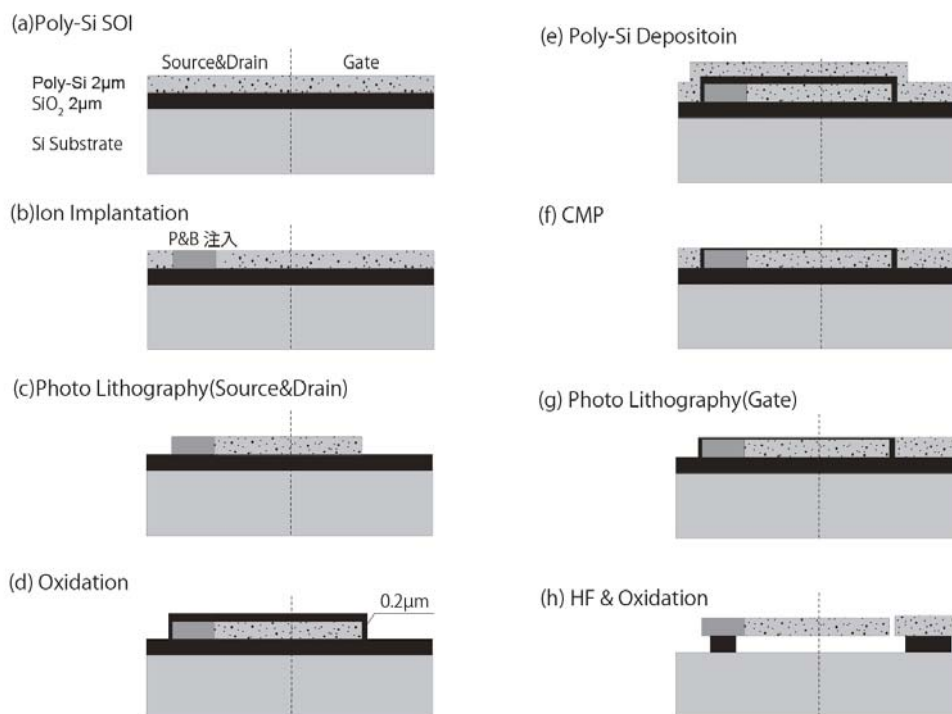
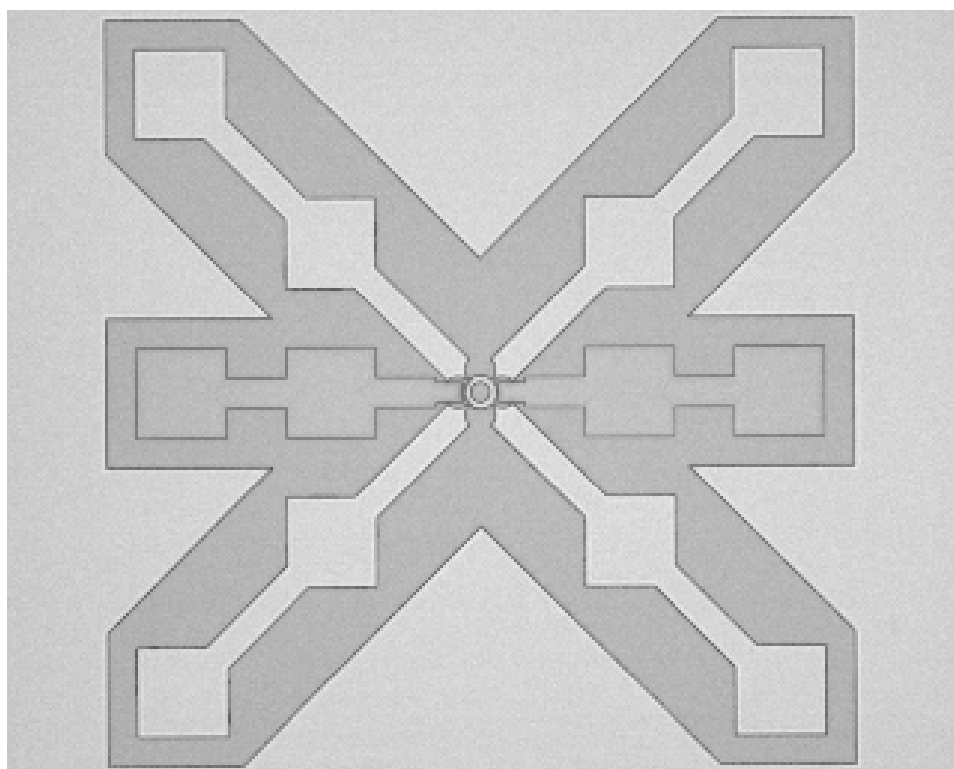
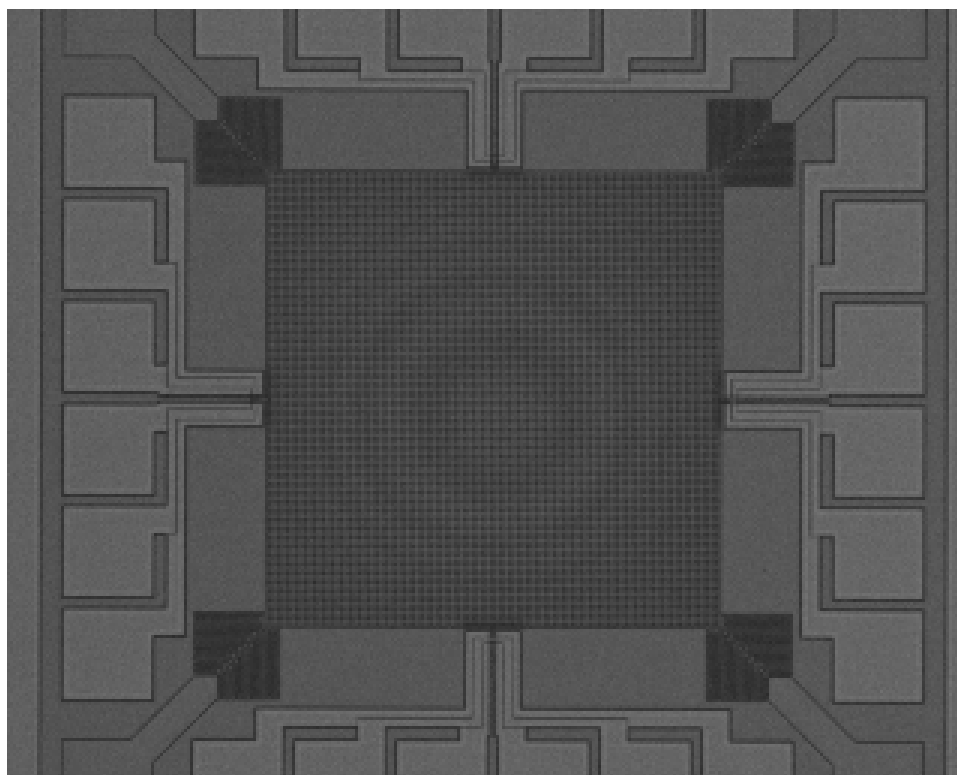


図 V.1.4.3 (ii) -3-1.8 インチウエハによる基礎構造デバイス作製プロセスフロー



図V.1.4.3 (ii) -3-2.作製した基礎構造デバイスの写真



図V.1.4.3 (ii) -3-3.作製したデバイスの写真①

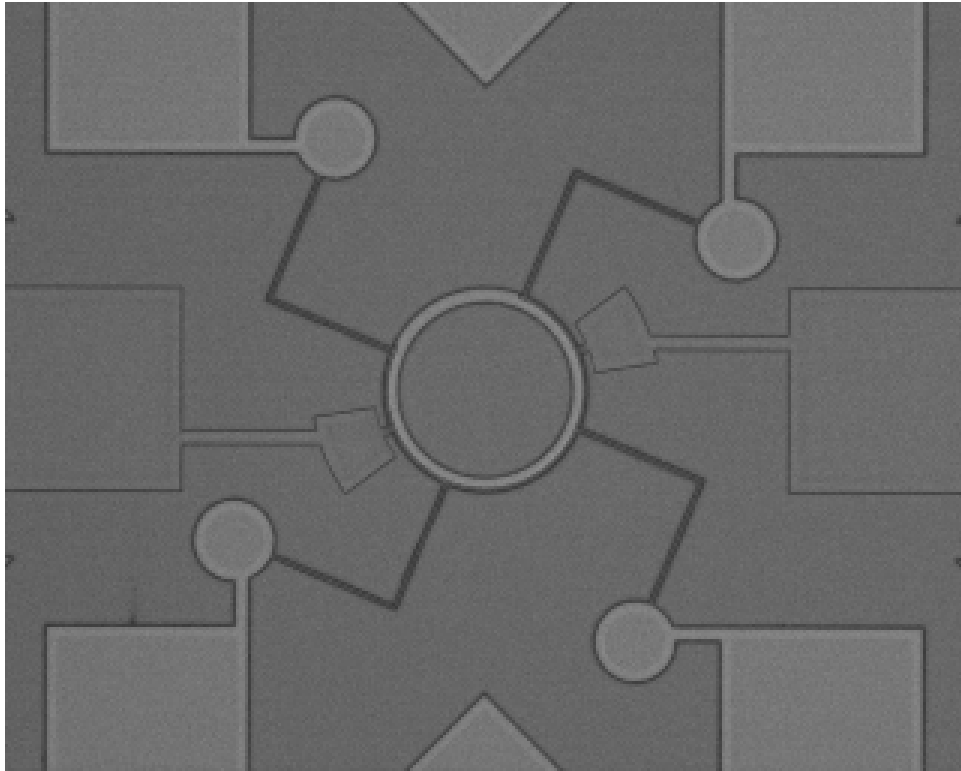


図 V.1.4.3 (ii) -3-4. 作製したデバイスの写真②

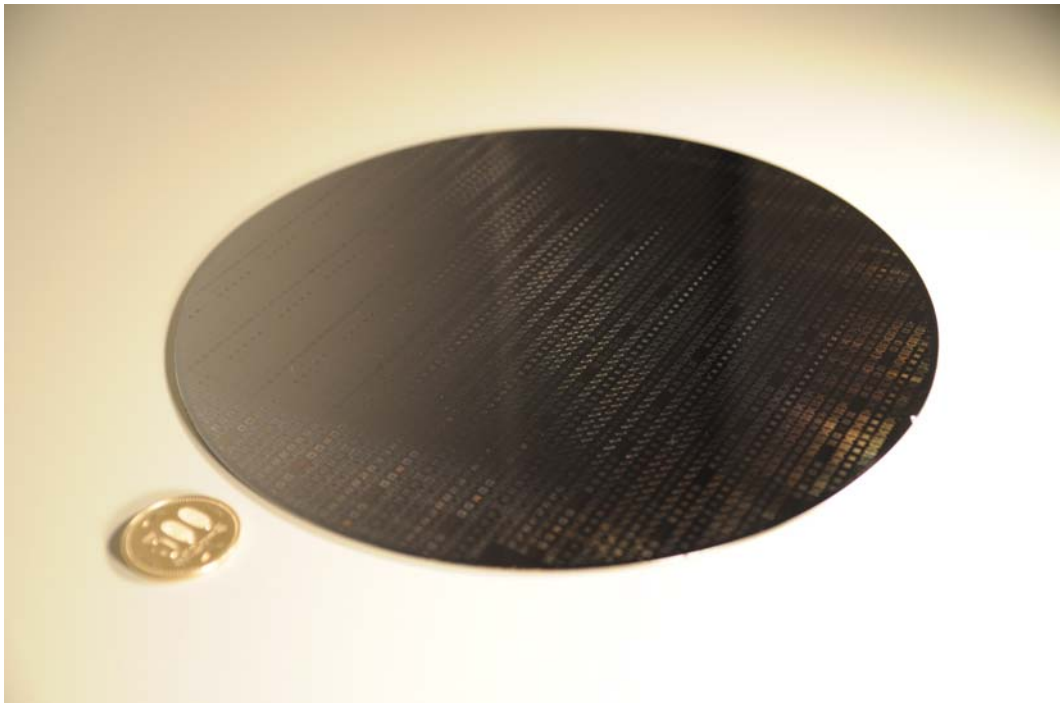


図 V.1.4.3 (ii) -3-5. 作製した基礎構造デバイスの 8 インチ全体像

(ii) -3.2 試作による課題抽出と展望

我々は、本デバイスをチップや 2 インチサイズなどの研究レベルでは無く、作製プロセスを工夫することにより一般的なファンドリメーカーでかつ 8 インチサイズで作製することに成功した。これにより、本デバイスが一過性のプロセスではなく、量産に耐えうるプロセスで作製できることを確認した。また、歩留りを低下させるプロセス課題も抽出できた。具体的には、工程 (f) における CMP 工程の影響により裏面、BOX 層、表面の SiO₂ の膜厚が異なり、ウエハの反りが発生し、その影響でゲート部分に割れが発生することが判明した。対策として、裏面を CMP で追加研磨することで反り量を最適化することとゲートデザインにおいて応力集中しやすい角形状から曲線形状に変更することが考えられる。

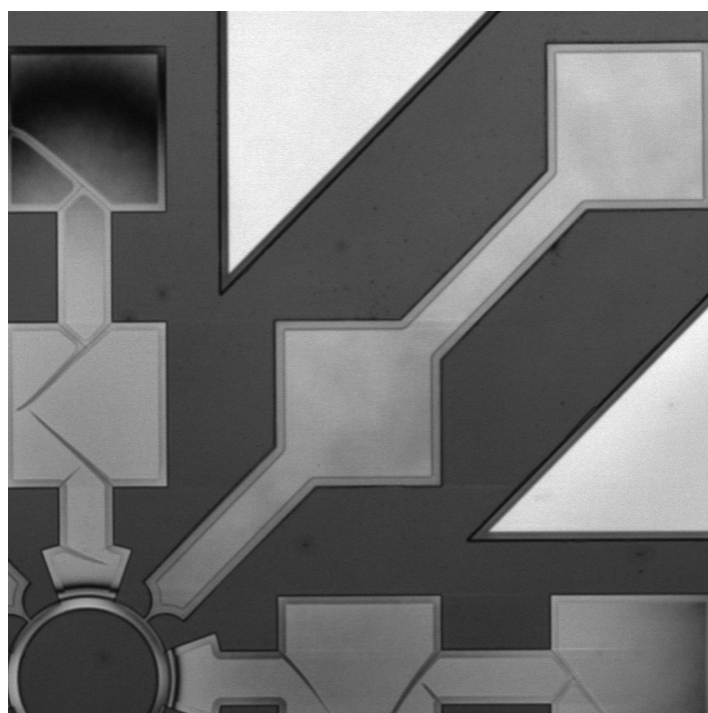


図 V.1.4.3 (ii) -3-6 作製した基礎構造デバイスの亀裂写真

(ii) -4 まとめ

本研究では、超低損傷ドライエッチング技術の効果を最大限に発揮できるデバイス構造として Coupled VB-FET に注目し、シミュレーションと試作を通じ検討を行った。シミュレーションでは、チューナブルバンドパスフィルタや加速度センサなどの実現の可能性を示した。一方で集積化構造であるために、本研究において考察した相互作用を考慮したモデリングおよび設計でなければ適切な設計ができないことも判明した。また、試作では 8 インチファンドリでの作製を通じ、量産への可能性を示した。一方で CMP での反りによるゲート部の割れが判明し、具体的な課題を抽出できた。今後は、本デバイスの特徴を発揮できる高周波チューナブルバンドパスフィルタの作製とその評価を進める。

(ii) -5 参考文献

- (1) D. Grogg and A. M. Ionescu, TRANSDUCERS & EUROSENSORS 2007, (2007), 1709-1712
- (2) D. Grogg and A. M. Ionescu, ESSDERC2009, (2009), 14-18
- (3) G.Hashiguchi, JSME annual meeting, (2007), pp.707-708