

科学衛星搭載小型プラズマ波動観測器に用いる

温度補償 G_m -C フィルタ

福原 始^{†,††a)} 小嶋 浩嗣^{††} 岡田 聡^{†,††} 池田 博一^{†††}
 山川 宏^{††}

Temperature Compensated G_m -C Filter for Plasma Wave Receivers
 Onboard Scientific Spacecraft

Hajime FUKUHARA^{†,††a)}, Hirotsugu KOJIMA^{††}, Satoshi OKADA^{†,††},
 Hirokazu IKEDA^{†††}, and Hiroshi YAMAKAWA^{††}

あらまし 宇宙空間におけるプラズマ波動観測用のアナログ回路の ASIC による小型集積化が進められており、その一部として開発した温度補償を適用した G_m -C LPF (Low-Pass Filter) について述べる。温度補償方式は、人工衛星の搭載機器であるプラズマ波動観測器に求められる性能から、クロックを用いずまた大規模な回路を必要としない方式として、区分的に線形な温度特性をもつ電流源を用いる回路を採用する。 G_m -C LPF を構成する OTA (Operational Transconductance Amplifier) にその G_m の温度依存性を補償するように電流を入力することによって G_m -C LPF の特性を補償する。SPICE シミュレーションでは、想定温度 $-30 \sim 60^\circ\text{C}$ の範囲内で $\pm 1\%$ 以内の温度特性を実現し、TSMC $0.25\text{-}\mu\text{m}$ プロセスを利用した試作の結果では、特性の悪化が見られたが温度補償がなされた特性が得られた。プラズマ波動観測器に用いる温度補償を適用した G_m -C LPF について試作を行った回路の性能を確認し、目標とする性能をほぼ達成する結果を得た。

キーワード 温度補償, アナログ ASIC, G_m -C フィルタ, 小型プラズマ波動観測器

1. ま え が き

1.1 プラズマ波動観測

宇宙プラズマは、無衝突状態にあるためプラズマ状態である粒子同士の運動エネルギーや運動量は衝突ではなくプラズマ波動を介して行われる。したがってプラズマ波動はそこで発生している物理現象に関する重要な情報をもたらすため、宇宙空間や惑星周辺の電磁環境を探索する科学衛星にはプラズマ波動観測器が搭載されている。プラズマ波動観測器は、科学衛星が探

査する領域にも依るが、数百 kHz よりも低い周波数の電波を観測する機器であり、従来ディスクリートな部品や IC を基本として開発されている。近年は、現象の時間変動と空間変動の分離ができないという「一点観測」の欠点を克服するために、複数の編隊飛行衛星による同時複数点観測が重要とされている。ヨーロッパでは 2000 年に 4 機の Cluster が打ち上げられ成果を上げているほか、アメリカでは 2007 年に 5 機の衛星 THEMIS を打上げ観測が行われている。我が国では、編隊飛行衛星を行うミッションとして 2019 年打上予定の SCOPE (cross-Scale COpling in the Plasma universe) が提案されている [1]。このような複数衛星による同時複数点観測ミッションでは、同程度の性能をもつ観測器を複数用意し同時に打ち上げなければならず、観測器一つ当たりの重量・体積が打上げコストに大きく影響するため、今後同時衛星打上機数の増加に伴い搭載機器に対する重量、サイズへの要求は更に厳しくなっていく。

このような観測装置の小型・軽量化の要求に対し、

[†] 京都大学大学院工学研究科・電気工学専攻, 京都市
 Department of Electrical Engineering, Graduate School of
 Engineering of Kyoto University, Kyoto Daigaku-Katsura,
 Nishikyo-ku, Kyoto-shi, 615-8530 Japan

^{††} 京都大学生存圏研究所, 宇治市
 Research Institute for Sustainable Humanosphere (RISH),
 Kyoto University, Gokasho, Uji-shi, 611-0011 Japan

^{†††} 宇宙航空研究開発機構 宇宙科学研究所 (ISAS), 相模原市
 Japan Aerospace Exploration Agency, Institute of Space and
 Astronautical Science (ISAS), 3-1-1 Yoshinodai, Chuo-ku,
 Sagami-hara-shi, 252-5210 Japan

a) E-mail: fukuhara@rish.kyoto-u.ac.jp

プラズマ波動観測器のアナログ回路部の ASIC (Application Specific Integrated Circuit) 化に我々は取り組んでいる [2]。プラズマ波動、特に電界成分としては数十 nV/m から数百 mV/m と微弱なものから強度の大きいものまで非常に広いダイナミックレンジをもっている。したがってプラズマ波動観測器は広帯域で微弱な信号を捕そくするのに十分低雑音であり、かつ広いダイナミックレンジをもたなければならない。そのため低ノイズ・高ゲインアンプや各種フィルタが必須である。従来の観測器は、大部分がディスクリートな部品を用いて構成され、更に電界、磁界それぞれ 3 成分、合計 6 チャンネルの回路が必要であり、極端な小型化が実現できなかった。しかし、近年の集積回路技術の発達に伴ってプラズマ波動観測器のアナログ回路部を一辺が数 mm のチップ内に実現することが期待されている。

1.2 科学衛星搭載観測器におけるシステムチップ

本論文で開発を行った温度補償 G_m -C フィルタは、科学衛星に搭載されるプラズマ波動観測器用波形捕そく型システムチップ (2. 参照) の一部をなすものである。科学衛星にシステムチップを搭載する場合、そのミッション一つひとつが目指す科学目的に応じてチップ設計が必要である。世界的に見ても宇宙プラズマ観測を科学目的とする科学衛星に搭載される観測器としてシステムチップが用いられた例は、筆者らが知る限りない。

科学衛星に搭載されるシステムチップを設計する際に以下のような観点での配慮が必要である。これらの要件とサイエンスを達成するための性能とのトレードオフで、最終的な設計が決定される。

(1) 宇宙環境下での“耐放射線,” “対温度変動に対する安定性”

(2) 観測器に割り当てられた電力、重量、サイズ

(3) 故障率の低さ

(4) 開発の容易さ (開発段階における問題点の認識のしやすさ)

(5) (編隊飛行衛星の場合) 同一の性能の観測器を複数開発する容易さ

上記 (1) については、地上における特殊用途のシステムチップでも同様な要件が発生することがある。しかし宇宙では、シールドの利用など上記 (2) に挙げられる要件とも非常に密接に関係している。“耐放射線”については、システムチップ内レイアウトの工夫や、小さなチップであれば、重量リソース内でポイント

シールドという工夫が可能である。一方、“温度変動”に関しては、熱設計の工夫やヒーターなどによってある程度は制御できるものの、衛星が日陰に入った際の急激な温度低下など、安定に温度を保つことは難しい。実際に、科学衛星搭載観測器が動作を保証しなければならない温度範囲は、一般的には $-30 \sim +60^\circ\text{C}$ 程度に設定されている。科学目的で精度が安定したデータを得るために、本論文で取り組んでいる G_m -C フィルタはこの意味で温度補償が必要となる。

上記 (3) (4) については、特に宇宙ミッションにおいては重要である。宇宙ミッションでは、打上げ後に発生した不具合を直接そのデバイスに触れて修復させることは不可能である。その意味でスクリーニングを経て搭載されるシステムチップは、高い信頼性で動作し続ける必要がある。対して、民生品のデバイスについては、大量生産における歩留りも重要である。つまりいかに均一の性能を示すチップとするか、ということも視点が必須である。宇宙用のシステムチップは、歩留りについては考える必要はほとんどなく、科学衛星搭載用のシステムチップ設計において、その回路方式を選択する上で重要なポイントとなる。

更に、上記 (4) については、民生品のように製品改良を繰り返す機会が多くない宇宙ミッションにおいて、やはり大切な観点である。様々な商品の中に組み込まれる民生用システムチップと異なり、宇宙用のシステムチップについては開発・改良を繰り返すタイミングが非常に少ない。そのため、その開発段階においていかに多くの問題点をスムーズに洗い出し、最終的なチップの完成度を上げていくかも考慮する必要がある。

上記 (5) については、編隊飛行ミッションの場合であるが、同一の観測器をそれぞれの衛星に搭載するため、複数の観測器を同時に開発する工程は、衛星の機数が増えれば増えるほど増大する。そのため、同一観測器の複数台同時開発を容易にするスキームの確立が必要になる。

以上のような観点に立つと、システムチップに組み込まれる回路方式は、多少歩留りは悪くとも、できるだけ単純な方式にして開発における煩雑さを避けつつ、それでいて科学目的を達成できる品質のデータを出力することができるものでなければならない。我々は、科学衛星搭載用の温度補償 G_m -C フィルタをこの観点に立って設計・開発・試作し、その評価を行った。例えば、 G_m -C フィルタの温度補償手法として、

チップ外部の抵抗のみでその逆数に等しい G_m を得る手法、クロックを用いて精度良く特性周波数を一定とする手法があり [4] これらは温度変動に対してだけでなくプロセスのばらつきまでの補償をすることが可能である。しかし、チップ外部の抵抗がチップ内部の温度に等しいとは限らずチップ外部に存在する抵抗のみでチップ内部の回路の温度特性を定めるべきではなく、また G_m -C フィルタの出力にクロックによるノイズが含まれることを避けるため、これら手法を採用しなかった。更に後者は広い温度範囲で精度良く補償ができるが、回路が本論文で採用した手法よりも複雑になるということも採用しなかった理由である。

また、使用した製造プロセスは TSMC 社の $0.25\ \mu\text{m}$ 、電源電圧は $3.3\ \text{V}$ である。

2. プラズマ波動観測器概要

プラズマ波動観測器は、プラズマ波動の波形を観測する波形捕そく受信器 (WFC : WaveForm Capture) と、スペクトルを観測するスペクトル受信器 (周波数掃引型、マルチチャネル型) に大きく分けられる。本論文では、スペクトル受信器と共通の役割を果たす回路が多い WFC について扱う [3]。WFC をアナログ ASIC を用いて実現する場合、図 1 に示すブロックのうち点線内部を一つの ASIC 内に設計している。プラズマ波動観測では、一般的に電界をダイポールアンテナ、磁界をループアンテナまたはサーチコイルをセンサとして用い、それぞれ電界、磁界成分をピックアップする。図 1 は WFC の 1 チャネル分だけを示しており、通常電界及び磁界センサの次元数分のチャネル (最大 6) が必要であるため、ここでは全チャネルを ASIC に搭載することを想定する。各チャネルにおいてはプリアンプから出力される信号が WFC 及びスペクトル受信器へ入力される。

図 1 における各回路の役割について述べる。初段の LPF (Low-Pass Filter) は、後段に存在するアン

プにおいて観測帯域外の信号による飽和が生じるのを防ぐ帯域制限を担う。また後段のアンプは差動アンプであるため、完全差動型のフィルタとなる。次段のアンプは、同相雑音除去を兼ねた差動アンプであり、ゲインの切換機能をもつことが一般的である。3 段目のフィルタは、4 段目に存在するスイッチトキャパシタ (Switched Capacitor : SC) フィルタにおけるアンチエイリアシングを行うための LPF である。4 段目のスイッチトキャパシタ方式の LPF は、WFC のアンチエイリアシングフィルタである。最終段のフィルタは、スイッチトキャパシタフィルタにおいて生じるスイッチングノイズを除去する役割を果たす。

初段の完全差動 LPF は、初段であり回路全体の雑音性能を決定することから、プリアンプの出力雑音と同程度の入力換算雑音であることが必要である。そのため低雑音のフィルタが構成可能な G_m -C フィルタを用いる。次段のアンプのゲインは $20, 30\ \text{dB}$ に切り換えることが可能である。4 段目のアンチエイリアシングフィルタは急しゅんな減衰特性を安定して必要とするためスイッチトキャパシタフィルタが適している。カットオフ周波数は、 $100\ \text{kHz}$ で、 $400\ \text{kHz}$ のサンプリング周波数で $14\ \text{bit}$ の A-D 変換を行うとすると $300\ \text{kHz}$ で $78\ \text{dB}$ の減衰が必要である。3 段目、5 段目のフィルタにはスイッチトキャパシタではない G_m -C フィルタを用いる。

人工衛星は、日照あるいは日陰中でその表面温度が著しく変化するが、衛星内部の温度は、その衛星の軌道においてある範囲内に収まるよう熱設計がなされている。一般的には、人工衛星に搭載されている機器の動作保証温度範囲は $-30 \sim 60^\circ\text{C}$ とされており、この温度範囲で回路の動作を保証しなければならない。図 1 の回路の中で、周囲の温度に対し最も敏感な回路は G_m -C フィルタである。 G_m -C フィルタの特性周波数は、それを構成する MOSFET の相互コンダクタンス g_m に依存し、半導体の移動度の温度特性 ($\sim -0.5\%/^\circ\text{C}$) [5] としきい値電圧の温度特性 ($\sim -1\text{mV}/^\circ\text{C}$) [5] が特性周波数の温度特性に現れる。移動度あるいはしきい値電圧のどちらかの温度特性が大きく現れるとしても数十 $^\circ\text{C}$ の温度範囲で 10% 以上の変動が予想される。本論文では、初段の完全差動 G_m -C LPF のカットオフ周波数が $-30 \sim 60^\circ\text{C}$ の範囲で $\pm 3\%$ 以内となる温度補償回路とそれを適用した G_m -C フィルタの温度特性について述べる。

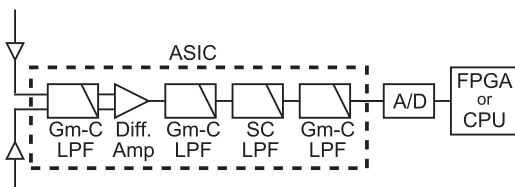


図 1 ASIC 化を行う波形捕そく受信器 (WFC) 回路図 [3]

Fig. 1 Circuits of single-channel WaveForm Capture in ASIC.

3. 温度補償回路と G_m -C LPF

回路が周囲の温度変化や電源電圧、その製造プロセスの変動の影響を受けないための手法として、1, 2 に述べたように製造プロセスや温度に対しチューニングを行う回路を設けることが考えられている [4]．温度に対する補償手法は、その温度特性が一定であるバンドギャップレファレンスや、絶対温度に比例する電流源である PTAT (Proportional To Absolute Temperature) 電流源などが広く知られている [6]．本論文で取り扱う G_m -C フィルタの温度補償は、 G_m -C フィルタがプラズマ波動観測器のフロントエンドとして存在し低雑音性能を要求されることからクロックを用いた方式は採用せず、回路構成が簡素である区分的に線形な (piecewise-linear) な温度特性をもつ電流源 [7] を用いた方式を採用する．

3.1 温度補償回路

本論文では二つの定電流源と二つの図 2 に示す PTAT 電流源を用いて温度補償回路を構成し、温度補償電流 I_{TC} を G_m -C フィルタへ入力することで温度補償を実現する．PTAT 電流源から流れ出す電流 I_{PTAT} は次式で表される．

$$I_{PTAT} = \frac{1}{R} \frac{k_B T}{q} \ln n = \alpha T \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{k_B}{q} \ln n \quad (2)$$

k_B はボルツマン定数 (1.3802×10^{-23} J/K), q は素電荷 (1.602×10^{-19} C), T は絶対温度, n は図 2 における PNP トランジスタの並列数の比である． R はチップ内部のポリシリコン抵抗 (N^+ w/o silicide) R_{poly} と、後述する α を可変とするためのチップ外部の抵抗 R_{ext} を並列に接続した合成抵抗である．

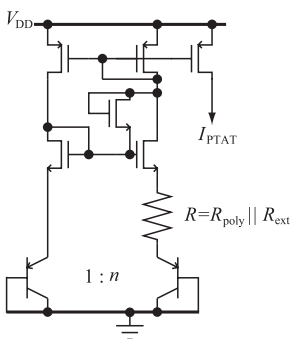


図 2 PTAT 電流源回路図

Fig. 2 Circuit schematic of PTAT current source.

図 3 は、定電流源と PTAT 電流源をそれぞれ一つ用いた場合の回路を示しており、以下の式で表される温度特性をもつ電流 I_{pl} を生成する．

$$I_{pl} = \begin{cases} 0 & (T \leq T_b) \\ \alpha(T - T_b) & (T > T_b) \end{cases} \quad (3)$$

ただし、 $T_b = I_{bias}/\alpha$ である．また、 R_{bias} は回路全体にバイアス電流を与えるための抵抗でチップ外部に存在する．

図 4 に示す回路は、異なる大きさの定電流 I_{b1}, I_{b2} をもつ回路と PTAT 電流 I_{PTAT} を組み合わせて作られる I_{pl1} 及び I_{pl2} をそれぞれ定数倍して足し合わせる回路である．そこから得られる電流 I_{TC} は以下の式で表される．

$$I_{TC} = K_0(K_1 I_{pl1} + K_2 I_{pl2}) \quad (4)$$

$$= \begin{cases} 0 & (T \leq T_{b1}) \\ K_0 K_1 \alpha_1 (T - T_{b1}) & (T_{b1} < T \leq T_{b2}) \\ K_0 K_1 \alpha_1 (T - T_{b1}) \\ + K_0 K_2 \alpha_2 (T - T_{b2}) & (T > T_{b2}) \end{cases} \quad (5)$$

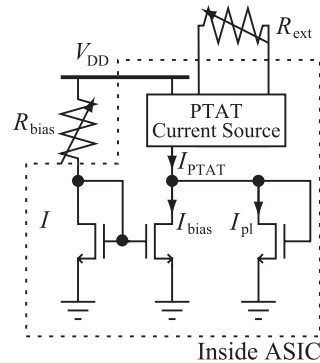


図 3 区分的に線形な温度特性をもつ電流 I_{pl} を生成する回路

Fig. 3 Circuit to generate I_{pl} , piecewise-linear temperature characteristics of current.

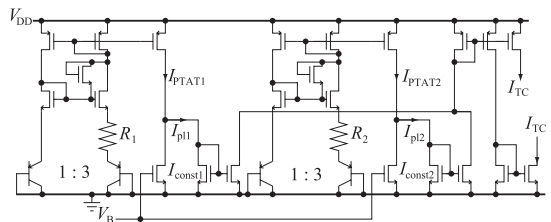


図 4 温度補償回路

Fig. 4 Circuit schematic to generate current I_{TC} .

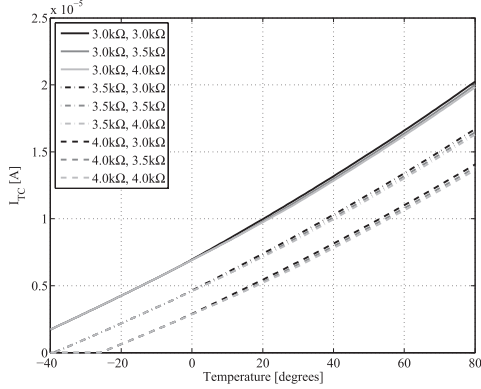

 図 5 温度補償電流 I_{TC} の温度-電流特性

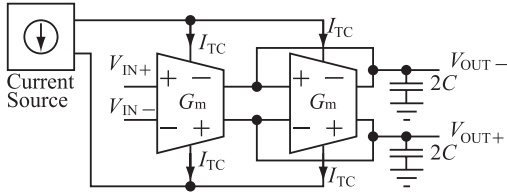
 Fig. 5 Characteristics of I_{TC} versus temperature with combinations of R_{ext1} and R_{ext2} .

 図 6 温度補償を適用した一次の完全差動 G_m -C LPF

 Fig. 6 Fully differential first-order G_m -C LPF with current source for temperature compensation.

ただし、 $K_{0,1,2}$ は定数、 $\alpha_{1,2}$ はそれぞれ $I_{bias1,2}$ と組み合わされた PTAT 電流の温度に対する比例係数であり、 $T_{b1,2} = I_{bias1,2}/\alpha_{1,2}$ である。 $\alpha_{1,2}$ はそれぞれ外付の抵抗 $R_{ext1,2}$ で変化させることが可能であり、図 5 のような I_{TC} の温度-電流特性を示す。図 5 における凡例中の抵抗値は、それぞれ R_{ext1}, R_{ext2} を表している。

3.2 G_m -C フィルタ

温度補償電流源を適用する G_m -C フィルタは、簡単のため図 6 に示す一次のフィルタとしたが、高次の場合でも適用可能である。フィルタの伝達関数 $H(s)$ は以下の式で表される。

$$H(s) = \frac{V_{OUT+} - V_{OUT-}}{V_{IN+} - V_{IN-}} \quad (6)$$

$$= \frac{\frac{G_m}{C}}{s + \frac{G_m}{C}} \quad (7)$$

G_m は OTA (Operational Transconductance Amplifier) の相互コンダクタンスである。カットオフ周波数 f_{cutoff} は以下の式で表される。

$$f_{cutoff} = \frac{G_m}{2\pi C} \quad (8)$$

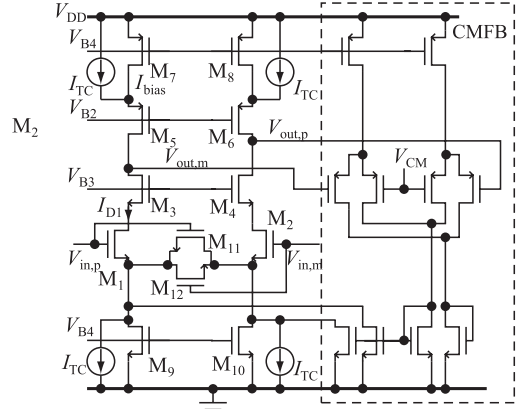

 図 7 G_m -C LPF に用いる OTA

 Fig. 7 Circuit schematic of OTA for G_m -C LPF.

図 7 に OTA の回路図を示す。

OTA はカスコード差動増幅回路と CMFB (Common-Mode Feed Back) 回路で構成されており、 I_{TC} が温度補償電流源からの入力である。この OTA の G_m は

$$G_m = g_{m1} \frac{2(W/L)_{11}}{(W/L)_1 + 4(W/L)_{11}} \quad (9)$$

$$= A g_{m1} \quad (10)$$

$$= A \sqrt{2\mu_n C_{ox} I_{D1}} \quad (11)$$

と表される。ただし、

$$A = \frac{2(W/L)_{11}}{(W/L)_1 + 4(W/L)_{11}} \quad (12)$$

である。 μ_n 及び C_{ox} は N チャネル MOSFET の電子移動度、とゲート酸化膜の単位面積当りのキャパシタンスである。 $(W/L)_{1,11}$ はそれぞれ M_1 及び M_{11} のアスペクト比であり、 g_{m1} 、 I_{D1} は M_1 の相互コンダクタンス及びドレーン電流である。ドレーン電流 $I_{D1} = I_{TC} + I_{bias}$ であり、温度補償電流源から入力される電流 I_{TC} とバイアス回路のカレントミラーによるバイアス電流 I_{bias} の和である。

G_m を温度 T で微分すると

$$\frac{dG_m}{dT} = \frac{\partial G_m}{\partial \mu_n} \frac{\partial \mu_n}{\partial T} + \frac{\partial G_m}{\partial I_{D1}} \frac{\partial I_{D1}}{\partial T} \quad (13)$$

$$= \frac{G_m}{2\mu_n} \frac{\mu_n}{\partial T} + \frac{G_m}{2I_{D1}} \frac{\partial I_{D1}}{\partial T} \quad (14)$$

$$= \frac{G_m}{2} \left\{ \frac{1}{\mu_n} \frac{\partial \mu_n}{\partial T} + \frac{1}{I_{D1}} \left(\frac{\partial I_{TC}}{\partial T} + \frac{\partial I_{bias}}{\partial T} \right) \right\} \quad (15)$$

となる．一般に $(\partial\mu_n/\partial T)/\mu_n < 0$ であるため， μ_n と I_{bias} の温度特性を打ち消す適当な $\partial I_{TC}/\partial T$ をもつ I_{TC} を作ることで $G_m \propto f_{cutoff}$ の温度係数を小さくすることができる．

4. フィルタ特性測定結果

TSMC 0.25- μm を製造プロセスとして用いて前章で述べた温度補償回路及び一次の完全差動 G_m -C LPF を試作し， $-30 \sim 60^\circ\text{C}$ の範囲で温度試験を行った． G_m -C LPF のカットオフ周波数は 200 kHz とした．試作されたチップは QFP (Quad Flat Package) に封入され，ソケットと測定用基板を介して内部の回路の測定を行った．回路の周囲温度は QFP 表面の温度とする．また， G_m -C LPF と Bonding Wire やソケットの配線などによる寄生容量と測定系とのデカップリングのため， G_m -C LPF の出力は測定基板上のバッファアンプで低インピーダンスに変換され測定される．バッファアンプの周波数応答の温度特性は無視できることを確認した． R_{ext1} , R_{ext2} は，どちらも金属被膜抵抗 3.00 k Ω を用いた．

まず，試作した G_m -C LPF の周波数応答の差動利得の測定結果を図 8 に示す．凡例は測定時の周囲温度である．図 8 より通過帯域の利得は温度によらず一定である．また，カットオフ周波数はおよそ 170 ~ 180 kHz であり，設計値よりも低い値が得られた．また，測定から得られた G_m -C LPF の入力換算ノイズはおよそ 280 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 100 kHz であり，プラズマ波動観測器として用いる初段のフィルタとして妥当な感度が得ら

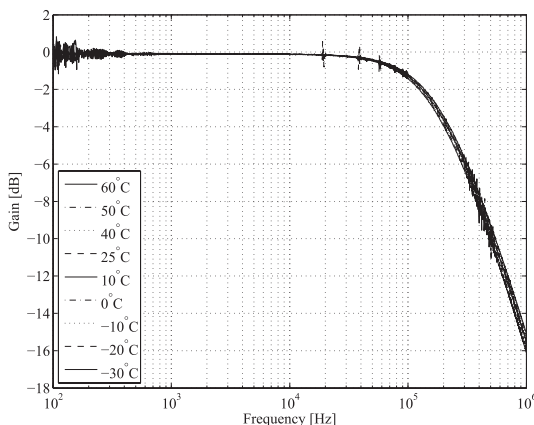


図 8 各測定温度における周波数応答 (利得)

Fig. 8 Gain of frequency response measured in each temperature.

れた．

次にカットオフ周波数の温度補償回路の有無による温度特性を比較した．その結果を図 9 に示す．温度補償回路無とは，温度補償電流 $I_{TC} = 0$ とした場合を意味する．図の横軸は温度，縦軸は室温 (25°C) でのカットオフ周波数を 100 とした相対的な値である． $I_{TC} = 0$ とした場合では， $I_{D1} = I_{bias}$ となり I_{bias} が負の温度特性をもつことからカットオフ周波数も負の温度特性をもつことが予測され，測定から得られたカットオフ周波数も同様に負の温度特性を示した．これに対し温度補償回路がある場合の測定結果では正の温度特性を示しその変動範囲も狭くなり，温度補償回路が動作していることが確認された．

次に，温度補償を適用した G_m -C LPF の測定から得られたカットオフ周波数と，SPICE シミュレーションの Transient 解析から得られた各コーナーにおける室温でのカットオフ周波数を 100 とした場合の相対値及び絶対値を，それぞれ図 10，図 11 に示す．二つの実測結果は，異なるチップを用いて得られたものである．

図 10 より，シミュレーションの結果では，最も悪い場合 (FF) でも低温側で -2% のカットオフ周波数の変動を示し，他の場合においては $\pm 1\%$ を実現した．一方，二つのチップの実測による温度特性は，いずれのコーナーにおけるシミュレーション結果よりやや変動幅が大きく低温側で $-7 \sim -4\%$ ，高温側で $+3\%$ の

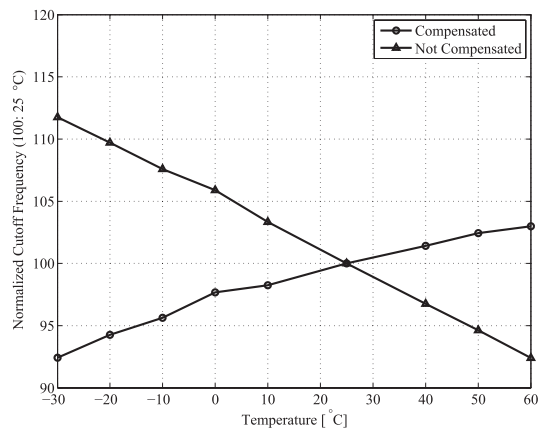


図 9 カットオフ周波数の温度特性の温度補償有無による比較

Fig. 9 Temperature dependence of the cutoff frequency of G_m -C LPF with the compensation circuits compared with that of the G_m -C LPF without the compensation circuit.

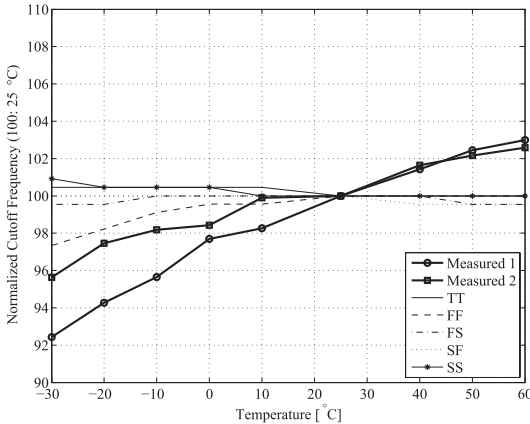


図 10 カットオフ周波数の実測・シミュレーションでの比較 (相対値)

Fig. 10 Relative temperature dependence of cutoff frequency of measured and simulated results.

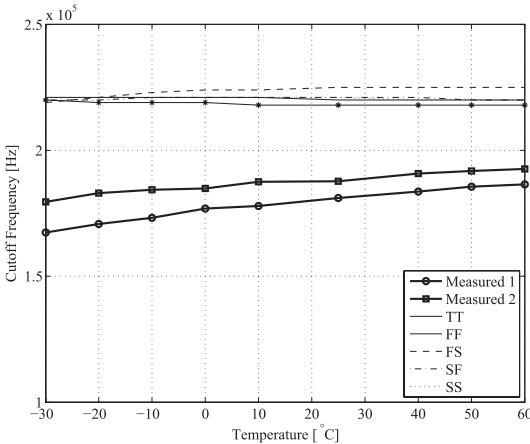


図 11 カットオフ周波数の実測・シミュレーションでの比較 (絶対値)

Fig. 11 Cutoff frequency of the temperature dependence of the measured and simulated results.

変動を示した．また，図 11 では，二つの実測による温度特性の差よりも，シミュレーション結果による温度特性と実測結果との差の方が大きい．実測結果では，カットオフ周波数がシミュレーション結果よりも低くなっていることから，キャパシタ C が設計値よりも大きくなっている，温度補償電流 I_{TC} がシミュレーションの場合よりも小さくなっている，あるいは温度補償電流 I_{TC} がシミュレーションの場合よりも大きくなり OTA 内部の MOSFET (M1, 2) の動作点が飽和領域から三極管領域へと移り， $g_{m1} < \sqrt{2\mu_n C_{ox} I_{D1}}$ となっている，という三つが考えられる．温度特性がシミュ

レーション結果よりもやや劣化しており，また実測時の I_{TC} を OTA に流し込む/引き抜くトランジスタのゲート電位がシミュレーションよりも I_{TC} を増加させる値であった．以上のことから，現状「実際のチップでは，レイアウトのミスマッチなどの理由により I_{TC} が増加し，OTA 内部のトランジスタの動作点が三極管領域へと移ることでカットオフ周波数の温度特性が悪化した」と考えている．このような温度補償精度に関する特性は今後改善されていく必要があるが，方式そのものについてはプラズマ波動観測器に用いる G_m -C LPF のカットオフ周波数の補償手法として有効であり，目標である $\pm 3\%$ 以内の温度による変動をほぼ実現することができた．

5. む す び

G_m -C フィルタは宇宙プラズマの物理を解き明かす上で重要な役割を果たすプラズマ波動観測器のアナログ回路部の ASIC の開発において特に初段に用いる LPF として必要であり，想定温度範囲における簡易な方式での温度補償を行うことは不可欠である．本論文では，その G_m -C LPF のカットオフ周波数について既存の温度補償手法を適用し，結果としてその手法が有効であることを示した．具体的には， G_m -C LPF のカットオフ周波数の温度特性の実測結果は，シミュレーションにより予測されていた結果 $\pm 1\%$ は得られなかったが，目標である $\pm 3\%$ に近い温度特性が実現された．

謝辞 本研究はシリコンソーシアム（株），東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通してケイデンス（株）の協力で行われました．

アナログ集積回路設計について御助言頂きましたルネサスエレクトロニクス（株）の古澤賢治氏，松本陽史氏に感謝致します．

本研究は，科学研究費補助金基盤研究 A (19204048) 並びに，JAXA 搭載機器基礎開発実験費によって行われました．

文 献

- [1] SCOPE Working Group, "Proposal of the SCOPE mission," Japan Aerospace Exploration Agency, 2008.
- [2] H. Kojima, H. Fukuhara, Y. Mizuochi, S. Yagitani, H. Ikeda, Y. Miyake, H. Usui, H. Iwai, Y. Takizawa, Y. Ueda, and H. Yamakawa, "Miniaturization of plasma wave receivers onboard scientific satellites and its application to the sensor network system

for monitoring the electromagnetic environments in space,” Adv. in Geosci., vol.21, pp.461–481, 2009.

- [3] H. Fukuhara, H. Kojima, S. Okada, H. Hirokazu, and H. Yamakawa, “Waveform receiver on a chip dedicated to plasma wave instrument on-board scientific spacecraft,” Proc. IEEE Aero. Conf. paper # 1139, 2011.
- [4] D. Johns and K.W. Martin, Analog Integrated Circuit Design, John Wiley & Sons, New York, 1996.
- [5] 谷口研二, CMOS アナログ回路入門, CQ 出版, 東京, 2005.
- [6] B. Razavi, 黒田忠広 (監訳) アナログ CMOS 集積回路の設計 (応用編), 丸善, 東京, 2003.
- [7] K. Agawa, H. Majima, H. Kobayashi, M. Koizumi, S. Ishizuka, T. Nagano, M. Arai, Y. Shimizu, G. Urakawa, N. Itoh, M. Hamada, and N. Otsuka, “A -90 dBm sensitivity $0.13\mu\text{m}$ CMOS bluetooth transceiver operating in wide temperature range,” Proc. IEEE Custom Integr. Circuits Conf., vol.2, pp.655–658, 2007.

(平成 22 年 10 月 29 日受付, 12 月 2 日再受付)



池田 博一

昭 48 京大・理卒・昭 53 東大大学院理学系研究科博士課程了。高エネルギー加速器研究機構助教授を経て, 平 17 宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究本部教授, 現在に至る。



山川 宏

昭 63 東大・工・航空宇宙卒。平 5 同大大学院工学系研究科博士課程了。宇宙科学研究所助教授を経て平 18 京大生存圏研究所教授, 現在に至る。



福原 始 (学生員)

平 20 京大・工・電気電子卒。平 22 同大大学院工学研究科修士課程了。現在, 同大学院工学研究科博士課程在学中。日本学術振興会特別研究員 DC。



小嶋 浩嗣 (正員)

昭 62 京大・工・電気第二卒。平元同大大学院修士課程了。同年同大超高層電波研究センター助手, 平 11 同大助教授, 平 16 同大生存圏研究所助教授, 平 19 同大生存圏研究所准教授, 現在に至る。



岡田 聡

平 22 京大・工・電気電子卒。現在, 同大大学院工学研究科修士課程在学中。