

高周波雑音によるアナログICの
誤動作に関する研究

2001年3月

服部佳晋

名古屋工業大学博士論文

乙第167号(論文提出による)

平成13年3月16日授与

目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の目的	2
1.3 本論文の構成	3
第2章 RF 雑音に対する IC のイミュニティ評価法	7
2.1 まえがき	7
2.2 TEM セル試験	7
2.2.1 評価 IC	7
2.2.2 試験方法	8
2.2.3 測定結果	13
2.3 RF 信号注入試験	16
2.3.1 試験方法	16
2.3.2 測定結果	19
2.4 まとめ	21
第3章 RF 信号注入によるバイポーラトランジスタの DC 特性変動	24
3.1 まえがき	24
3.2 試料と測定回路	25
3.3 ベースから RF 信号を注入した場合の特性変動	26
3.3.1 測定結果	26
3.3.2 変動要因の検討	29
3.4 エミッタから RF 信号を注入した場合の特性変動	37
3.4.1 測定結果	37
3.4.2 変動要因の検討	38
3.5 コレクタから RF 信号を注入した場合の特性変動	40
3.5.1 測定結果	40
3.5.2 変動要因の検討	40
3.6 まとめ	42

6.4 出力端子, 電源端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧発生要因の検討	93
6.5 両オペアンプの RF 雑音イミュニティの差の検討.....	97
6.6 まとめ	100
第7章 RF 信号注入による電圧レギュレータIC のDC 出力電圧の変動	102
7.1 まえがき	102
7.2 評価 IC と評価回路	102
7.3 実測結果	105
7.4 シミュレーション結果	106
7.5 誤動作解析と対策法の検討	110
7.6 まとめ	113
第8章 総括	115
謝辞	120
研究業績一覧	121

第 1 章 序論

1.1 本研究の背景

1970 年代初頭にマイクロコンピュータが登場して以来、自動車へのエレクトロニクスの導入は急速に進んだ。特に自動車の運動制御技術への導入[1]はめざましく、エンジン、動力伝達系に始まり、制動系、懸架系、操舵系などのシャシ(Chassis)制御のシステムが実用化された。当初は、個別電子システムが中心であったが、その後、システム間を連携した統合制御へと移行し、制・駆動系、懸架・操舵系など制御系統別の統合化へと進展した。現在では、車内 LAN(Local Area Network)を構築して車両全体を統合制御する段階にある。

また現在の高度情報化社会にあつて、自動車の位置づけも情報端末を載せた移動体という姿に変化してきており、電子システムの数が増加しようとしている。すでに自動車電話、道路交通情報通信システム(VICS: Vehicle Information and Communication System)、自動車経路誘導(カーナビゲーション)システムは実用化され、現在では、カーナビゲーションシステムとデジタル携帯電話を活用し、交通情報、ニュース、天気予報、観光案内などの各種情報が、車内にて得られるシステムが実用化の段階に入ってきている[2]。

このような車載エレクトロニクスの進展に伴い、その中心となる車載 IC(Integrated Circuit)においては、ますますの多様化、高機能化が要求されるようになってきている。

一方、車載 IC では、これらの要求以上に、重要でかつ厳しい要求として、信頼性の確保がある。これは車載 IC では、温度、湿度、振動、電磁環境といった使用環境が民生用 IC に比べて極めて過酷であること、さらに人命や社会的影響に直接関係することに起因する[3]-[6]。

特に電磁環境に対する信頼性は、車載 IC が微弱なセンサ信号を制御入力として用いるようになっていることや、携帯電話、自動車電話をはじめとする無線通信の普及により、従来に比べ、より広い周波数範囲での電磁波(以後、電波と略記)に対する障害(電磁障害)の可能性を考えなければならないことから、より重要視されるようになってきている。

従来このような車載 IC の電磁障害に対して、ほとんどの場合、障害の生じている IC はブラックボックスとして扱われ、IC を搭載している電子機器内部において LC フィルタやバイパスコンデンサなどの対策部品の追加、プリント基板のパターン変更、筐体のシールドな

ど対症療法的な方法により解決がなされてきた。しかしこのような方法では、開発工数および開発期間の増加、電子機器のコストアップなどの新たな問題が引き起こされる。量産品である自動車では、コスト的な制約が大きく、電子機器の信頼性向上に振り当てることのできる原資は限られている[4]。そのため電磁障害を生じている IC 自身のイミュニティ (immunity) を向上させることが重要な課題となっている。なおここでのイミュニティとは、電磁的雑音に対して IC を含め電子機器や装置が正常に動作できる能力を指す[7]。

1.2 本研究の目的

現在、車載 IC の電磁障害に関して大きな問題となっている一つに、TV やラジオなどの一般放送波、さらには携帯電話や自動車電話などの高周波(RF:Radio Frequency)電波が雑音となって引き起こされるアナログ IC の誤動作があげられる。特に問題となっているのは、アナログ IC の DC 出力特性が変動するといった誤動作である。このような高周波電波に対する IC のイミュニティを向上させるためには、電波によって生じる IC 内部の誤動作現象を解析し、その解析結果に基づいた対策を IC 上で施すことが必要である。

これまでに電波の代わりに数 MHz から数 100MHz の RF 信号をアナログ IC に注入し、その DC 出力変動を評価した報告[8]-[14]や、その出力変動をシミュレーションする技術およびシミュレーションモデルに関する報告[15]-[21]が、いくつか出されている。しかし IC 内部の誤動作解析となると、筆者の知る限り、報告はほとんどない。これは RF 信号が入った場合の IC 内部の電圧や電流変動を直接観測することが現在の技術では難しく、それゆえに誤動作解析が困難であることによる。

一方で、実際には IC 内部の誤動作解析が行われずに、IC 上でその対策が施されることがある。この場合の対策は、設計者の経験と勘に頼って行われる。しかし現実には、IC プロセスや IC 上で確保できる面積的な制限から、対策素子、接続箇所、容量値が決められることも多い。そのため対策の効果は、IC を実際に試作し、評価しなければ確認できず、それゆえ非効率的で無駄が多い。IC 上での対策は、プリント基板上の対策と比べると変更は、決して容易ではない。効率よく効果的な対策を施すためには、IC 内部の誤動作解析が可能であり、対策法を検討できること、さらには設計段階から、それら対策の有無による IC の RF 雑音イミュニティを予測できることが必要となる。

以上のような背景から、本研究では、RF 雑音による車載トランジスタおよびアナログ IC の誤動作である DC 出力変動を評価し、その変動を引き起こす要因を IC 内部のレベルで解析する。さらに IC 内部の誤動作解析と RF 雑音免疫予測に関して有効な手法を提案する。

1.3 本論文の構成

本論文は、8 章より構成される。

第 1 章では、本研究の背景として、車載エレクトロニクスの進展と現状の車載 IC の電磁障害の取り組みおよびその課題について述べる。さらに本研究の目的と本論文の構成について述べる。

第 2 章では、IC の高周波電波免疫評価法について述べる。TEM セル (Transverse Electromagnetic Cell) 試験を用い、IC の誤動作を引き起こしている電波混入経路を明らかにする。またこの結果から、混入する電波に相当する RF 信号を IC の各端子から注入する試験法を用い、TEM セル試験において IC の誤動作に最も影響を与えている電波混入端子を明らかにできることを示す。

電波によるアナログ IC の DC 出力変動は、回路中の非線形素子によって引き起こされている。したがって IC 内部の誤動作解析に先立ち、まず IC で用いられている非線形素子を対象とし、これに混入する電波に相当する大振幅 RF 信号を注入した場合の DC 特性変動を評価し、その変動要因について解析しておくことが必要である。この解析により、IC 内部のトランジスタのどの端子に着目して対策すべきかといった指針を得ることができる。なおここでの「大振幅」とは、ダイオードやトランジスタの動作点において非線形性が問題となるような信号の振幅を指す。一方、「小振幅」とは、トランジスタなどの非線形素子を動作点において線形素子と見なすことができる振幅を指す[22]。本論文では一貫して、回路中の素子の非線形性によって生じる DC 出力変動を検討する。そのため DC 出力変動を生じる本論文の検討範囲では、対象としている RF 信号は大振幅である。

第 3 章では、バイポーラトランジスタを対象として、また第 4 章では、MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) を対象として、混入する電波に相当する RF 信号をトランジスタの各端子から注入した場合の DC 出力特性変動を評価し、その変動要因を解析する。

第5章では、ICの端子から混入するRF雑音によるIC内部の誤動作解析、ICの出力変動予測手法としてハーモニックバランス(Harmonic Balance)シミュレーションの適用を提案する。ここでは、バイポーラトランジスタへRF信号を注入した場合のDC出力特性の変動をハーモニックバランスと代表的な回路シミュレータであるSPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)を用いてシミュレーションした結果を示し、SPICEの問題点を明らかにするとともにハーモニックバランスの有効性について示す。つぎにMOSFETのDC出力特性の変動に適用した結果を示し、シミュレーションを行う上で、考慮すべき点を明らかにする。さらに差動増幅器を対象とし、入力端子からRF信号を注入した場合の誤動作要因をハーモニックバランスを用いて解析し、明らかにできることを示す。

第6章および第7章では、車載アナログICの中で重要なICであるオペアンプICと電圧レギュレータICを対象とし、RF信号注入によるDC出力電圧の変動を評価し、その変動要因について解析した結果を示す。

第6章では、入力トランジスタの種類異なる2種類のオペアンプを対象とし、入力、電源、出力の各端子からRF信号を注入した場合のDC出力変動を評価し、その変動要因について解析する。またこれらの端子からRF信号を注入した場合の両オペアンプのイミュニティの差の要因を検討する。

第7章では、3端子電圧レギュレータICを対象とし、各端子からRF信号を注入した場合のDC出力電圧の変動を調べ、その変動要因をハーモニックバランスシミュレーションを用いて解析した結果を示す。またこの解析結果から、IC上で実現可能な対策法について検討した結果について述べる。

第8章では、第2章から第7章までを総括し、本研究の結論を述べる。

- 記号の規約 -

本論文では、慣例に従い、特に断らない限りつぎの約束に従う。バイアス値などの直流量については、トランジスタのコレクタ電流 I_C やコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} のように大文字の斜体記号に大文字の斜体添字で表す。交流信号の量については、トランジスタのベース電流の変化 i_b のように小文字の斜体記号に小文字の斜体添字で表す。バイアス値や直

流量と交流信号量との和になる量は、全エミッタ電流 I_e のように大文字の斜体記号に小文字の斜体添字で表す。

第1章の参考文献

- [1] 小林修, 古沢美行, “自動車の電子制御, 統合化で「理想の走り」を追求”, 日経エレクトロニクス, pp.131-147, no.486, Nov. 1989.
- [2] 粕谷英夫, “カーエレクトロニクスと EMC”, エレクトロニクス, pp.47-53, Oct. 1999.
- [3] 桜井博, “自動車用 IC について”, 自動車技術, vol.44, no.2, pp.90-96, 1990.
- [4] 樋口健治, “最新カーエレクトロニクスと車載電子部品・機器の信頼性対策”, 技術情報協会, pp.38-44, 1989.
- [5] 西村孝久, “ASIC アプリケーション事例(自動車エンジンシステムへの導入)”, 電子技術, pp.86-87, Nov. 1989.
- [6] 田部力, 伊藤勝範, 秋山進, “カーエレクトロニクスの安全性と信頼性”, 計測と制御, vol.24, no.4, pp.39-44, 1985.
- [7] 清水康敬, 杉浦行, “電磁妨害波の基本と対策”, 電子情報通信学会, pp.2-3, 1995.
- [8] J.G.Tront, J.J.Whalen, C.E.Larson, “Computer-aided analysis of RFI effects in operational amplifiers”, IEEE Trans. EMC, vol.EMC-21, no.4, pp.297-306, Nov. 1979.
- [9] H.Ghadamabadi, J.J. Whalen, R.Coslick, and C.Hung, “Comparison of demodulation RFI in inverting operational amplifier circuit of the same gain and with different input and feedback resistor values,” Proc. of 1990 IEEE Conf. EMC, pp. 145-152, 1990.
- [10] S.Graffi, G.Masetti, and D.Golzio, “New macromodels and measurements for the analysis of EMI effects in 741 op-amp circuits,” IEEE Trans. EMC, vol. EMC-33, no. 1, pp. 25-34, Feb. 1991.
- [11] S.Graffi, Z.M.V.Kovacs, G.Masetti, and D.Golzio, “EMI-induced failures in integrated circuit operational amplifiers,” Microelectronics and Reliability, vol. 32, no. 11, pp. 1551-1557, 1992.

- [12] D.Golzio, S.Graffi, Z.M.V.Kovacs, and G.Masetti, "Correlation between EMI induced failures and large-signal response of FET-input Op-amp," *Quality and Reliability Engineering Int.*, no. 9, pp. 401-405, Sep. 1993.
- [13] A.S.Poulton, "Effect of conducted EMI on the DC performance of operational amplifiers," *Electronics letters*, vol. 30, no. 4, pp. 282-284, 1994.
- [14] J.Rahbek, "Comparison of the RF immunity of operational amplifiers", *Proc. 12 th Zurich Symp. on EMC*, pp. 43-44, Feb. 1997.
- [15] G.K.C.Chen, and J.J. Whalen, "Macromodel prediction for EMI in bipolar operational amplifiers," *IEEE Trans. EMC*, vol. EMC-22, no. 4, pp. 262-265, Nov. 1980.
- [16] T.F.Fang, J.J.Whalen, G.K.C.Chen, "Using NCAP to predict RFI effects in linear bipolar integrated circuit", *IEEE Trans. EMC*, vol.EMC-22, no.4, pp.256-262, Nov. 1980.
- [17] U.Fermi, A.Fiumara, G.Rossi, "An innovative mathematical model of RF-induced quiescent point shift in a BJT", *IEEE Trans. EMC*, vol.38, no.3, pp.244-249, Aug. 1996.
- [18] S.Graffi, G.Masetti, D.Golzio, "New Macromodels and measurements for the analysis of EMI effects in 741 op-amp circuit", *IEEE Trans. EMC*, vol.EMC-33, no.1, pp.25-34, Feb. 1991.
- [19] S.Graffi, G.Masetti, D.Golzio, "EMI-induced failures in integrated circuit operational amplifiers ", *Microelectron. Reliab.*, vol.32, no.11, pp.1551-1557, 1992.
- [20] D.Golzio, S.Graffi, G.Masetti, "Correlation between EMI-induced failures and large-signal response of FET-input op-amps", *Quality and Reliability Eng.*, vol.9, pp.401-405, 1993.
- [21] S.B.Worm, "Simulation of RF immunity property of analog circuits", *Proc. 11th Int. Symposium on EMC Zurich*, pp.375-380, 1993.
- [22] 雨宮好文, 現代電子回路学[1], オーム社, pp.36-37, 1979.

第2章 RF 雑音に対する IC のイミュニティ評価法

2.1 まえがき

アマチュア無線や携帯電話等の高周波電波が雑音となって生じる車載電子機器の誤動作は、主に電子機器に搭載される IC の誤動作により引き起こされていることが知られている。そのためこのような高周波電波に対し、IC レベルでイミュニティを評価し、またその誤動作現象を解析することが必要となってきた。

高周波電波に対する IC のイミュニティ評価法として、TEM セル試験[1],[2]があげられる。この試験法は実際の電磁環境に近い試験法であるが、電磁界からの影響が複雑であり、IC の誤動作解析は困難である。本章では、高周波電波に対する IC の誤動作解析手法を検討するため、まず TEM セル試験において IC の誤動作を引き起こす電波混入経路について検討した。電波混入経路としては、IC チップ表面から直接混入する経路と IC に接続する配線から端子へ混入する経路のふたつが想定される。今回、このふたつの混入経路を分離し、IC 動作への影響について調べた。これまでにこのように電波混入経路を分離し、各経路の影響について明確に調べた報告はない。その結果、今回対象とした IC では、主に IC に接続した配線から端子へ混入した電波により、誤動作が引き起こされていることを明らかにできた。

またこの結果から、イミュニティ評価法として、高周波電波を照射する代わりに RF 信号を IC の各端子から注入する試験法を案出し、TEM セル試験で IC の誤動作に最も影響を与える電波混入端子を明らかにできることを示した[3]。

2.2 TEM セル試験

2.2.1 評価 IC

本試験では、評価用 IC としてオペアンプ IC を対象とした。オペアンプを対象とした理由は、センサ信号などの増幅用として自動車でも多く用いられる IC の一つであり、また高周波電波による誤動作が問題となっている IC だからである。今回用いた IC は、汎用オペアンプ LF356 である。その回路構成[4]を図 2.1 に示す。入力が JFET(Junction Field-Effect Transistor)で、それ以外はバイポーラトランジスタで構成されている。チップサ

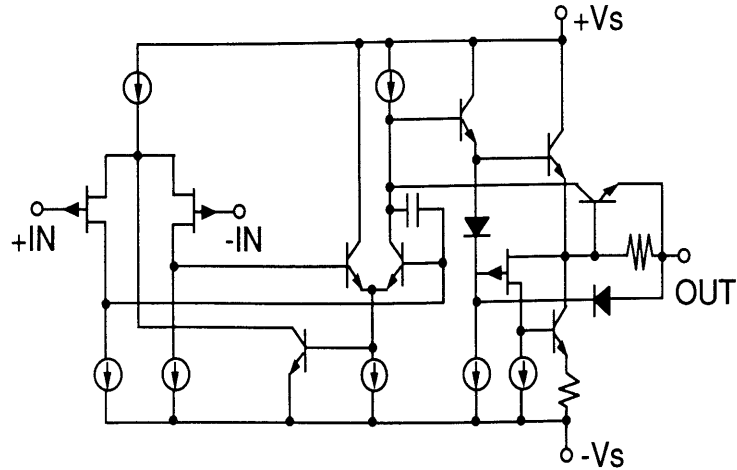


図 2.1 LF356 の回路構成 [4]

イズは、 $2\text{mm} \times 1\text{mm}$ である。またパッケージは、金属製(CAN)タイプである。

2.2.2 試験方法

評価回路は、図 2.2 に示す反転増幅器である。反転入力端子は $10\ \Omega$ の抵抗を介してグラウンド(GND)に、非反転入力端子は直接 GND に接続した。電源(+Vs, -Vs)にはそれぞれ $+12\text{V}$, -12V を用い、出力には DC 電圧計を接続した。車載用では、反転増幅器の出力を DC 電圧で使うことが多いため、電波照射によるオペアンプの特性変動をこの DC 出力電圧(DC Vout)で評価した。今回の回路では、両入力端子とも GND に接続しているため、

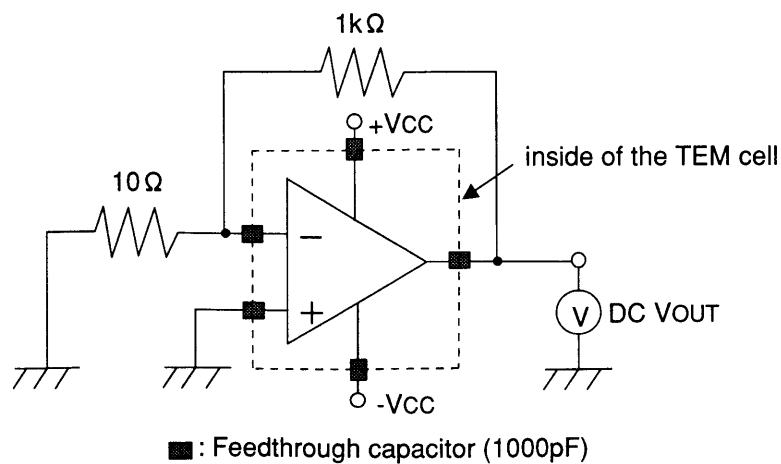


図 2.2 評価回路

正常動作時の DC 出力電圧は、0V である。したがって発生する DC 電圧の値が、オペアンプの誤動作による変動の大きさを表すことになる。

今回、このオペアンプ IC の電波照射による DC 出力電圧への影響を TEM セルを用いて調べた。TEM セルとは、米国 NIST(National Institute of Standards and Technology)の Crawford らが開発した装置[5]で、図 2.3 に示すように両端がテーパとなった方形外導体と平行内部導体とから特性インピーダンス 50Ω の同軸伝送線路を構成している。それゆえに 50Ω の負荷で終端し、入力端から高周波電圧を印加すると、内部には図に示すような磁界 H と電界 E とが発生し、両導体間の中央部には、ほぼ平面波の伝搬する領域ができる。この平面波領域の電界強度 E は、(2.1)式で表される。

$$E = \frac{V}{h} \quad \dots\dots (2.1)$$

ここで V は TEM セルへの印加電圧、h は内導体と外導体の間隔である。

本実験では、共立電子製の TEM セル(KTC-505)を用いた。TEM セルの主要寸法は、幅 $2W = 40\text{cm}$ 、長さ $2d = 40\text{cm}$ 、高さ $2h = 20\text{cm}$ である。

今回行った IC の TEM セル試験の概略図を図 2.4 に、また IC と測定回路の接続部分の詳細図を図 2.5 にそれぞれ示す。本試験では、IC への電波照射の影響を調べるため、IC

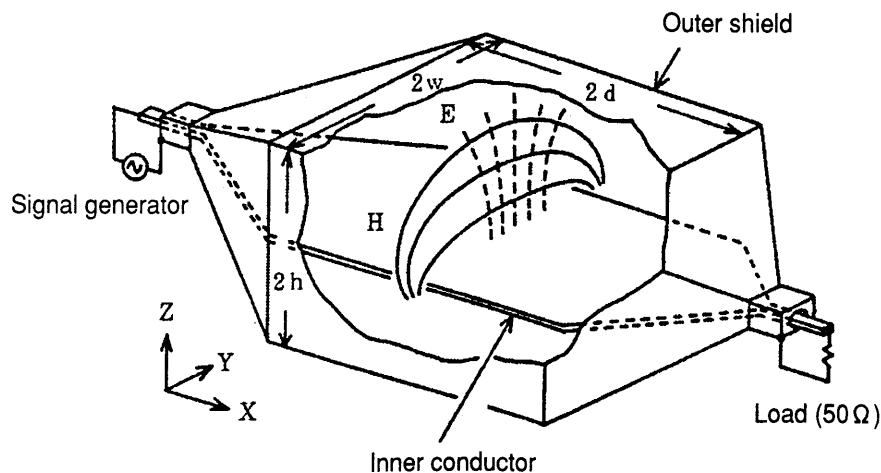


図 2.3 TEM セルの構造

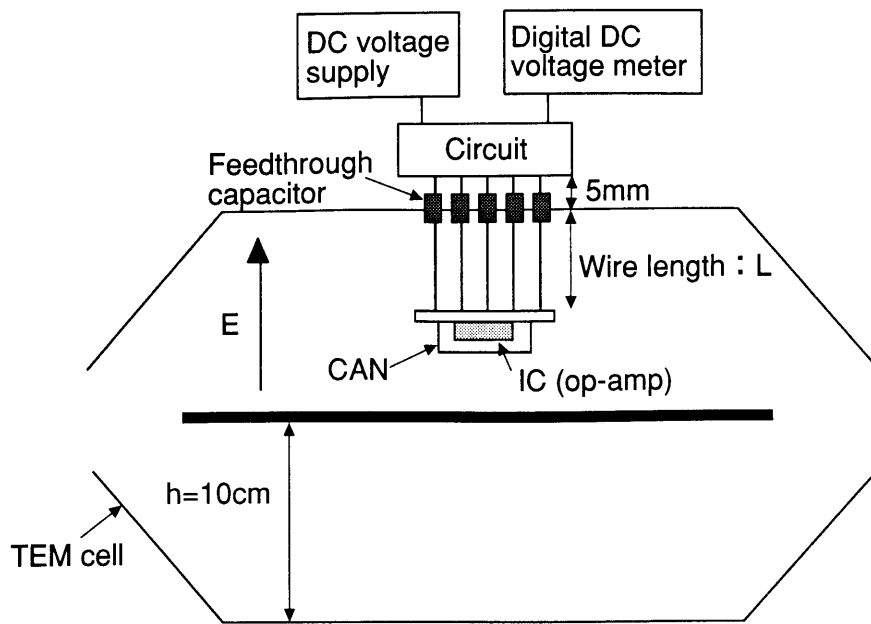


図 2.4 TEM セル試験の概略図

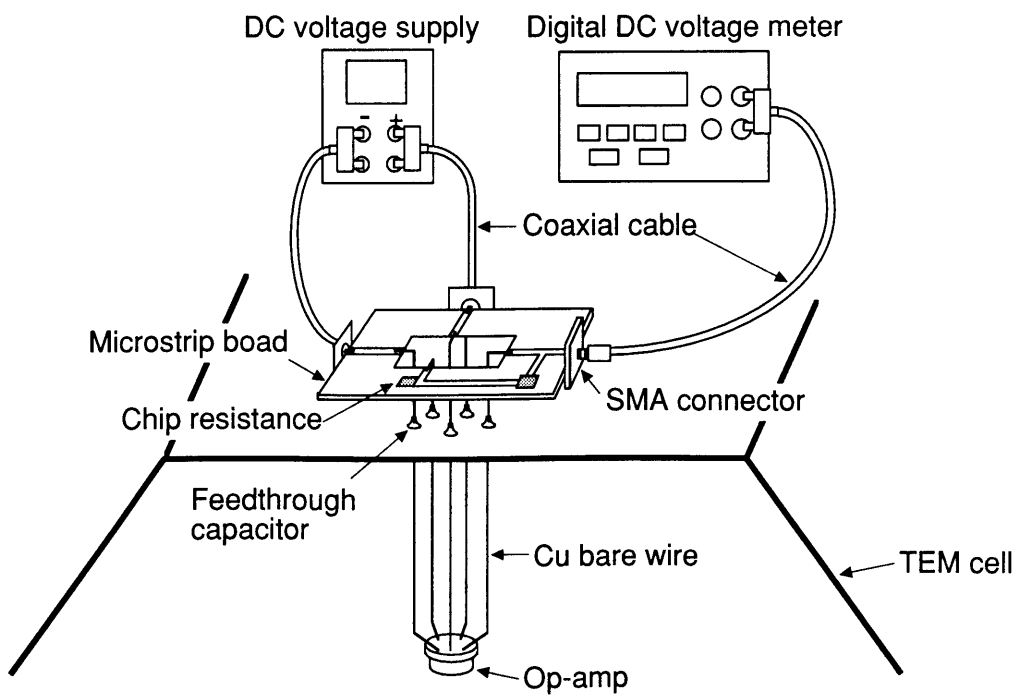


図 2.5 IC と測定回路の接続部の詳細図

のみを TEM セル内部に配置し、反転増幅器を構成する抵抗および DC 電源、DC 電圧計は照射の影響を受けないように TEM セル外部に配置した。またオペアンプ IC は、TEM セル上部から単線の裸銅線を用いてつり下げる構成とし、TEM セル内部の IC 端子までの配線長は、照射電波の最小波長に比べて十分短くした。これにより一般的な電子機器の TEM セル試験で問題となる TEM セル内部での長い配線の引き回しによる共振現象や配線に誘起される電圧を抑えることができ、IC 表面への照射の影響を正確に把握できる。TEM セル内部の配線は、貫通コンデンサ(1000pF)を介して TEM セル外部へ引き出した。この貫通コンデンサは、TEM セル外部への電波の漏洩を防止する目的で設けた。

TEM セル外部では、オペアンプ以外の反転増幅回路をマイクロストリップ基板上に構成した。その回路の抵抗には、1GHz まで純抵抗とみなせるチップ抵抗を用いた。また TEM セル上部外導体からマイクロストリップ基板までの距離は、約 5mm と短くした。マイクロストリップ基板と DC 電源、デジタル DC 電圧計は、SMA コネクタ、同軸ケーブルを用いて接続した。

本試験では、貫通コンデンサの効果が不十分であると、漏洩電波が配線を経由して DC 電源、DC 電圧計へ影響を及ぼす恐れがある。そこでこの可能性を調べるため、図 2.4 中に示す TEM セル外導体から IC 端子までの配線長 L を 7.5cm とし、100MHz で 200V/m の電界にさらした場合の TEM セル外部に引き出した配線の AC 電圧波形をオシロスコープにより観測した。観測点は、TEM セル外部の貫通コンデンサの端子である。オペアンプの出力端子線の観測波形を図 2.6 に示す。誘起電圧は約 60mV_{p-p}(peak to peak)であった。

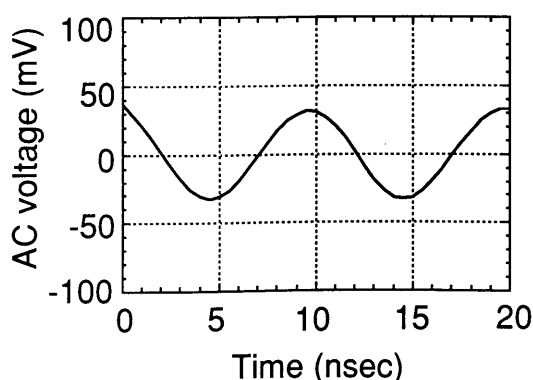


図 2.6 オペアンプ出力端子線の AC 電圧波形

またこのとき、他の配線に誘起される peak to peak 電圧もいずれも数 10mV 以下であった。また今回用いた TEM セルの上限周波数である 400MHz までは、いずれの配線に誘起される peak to peak 電圧も数 10mV 以下であった。このような数 10mV_{p-p} の RF 信号を DC 電源、DC 電圧計へ直接注入してもその動作に影響を及ぼすことなく、本測定系では、TEM セル外部への漏洩電波による測定機器への影響はないことが確認できた。

また本試験のように IC をつり下げる構成とした場合、つり下げる位置によって電界強度に差があることが懸念される。そこで今回用いた TEM セル内部の電界分布[6]を図 2.7 に示す。IC を TEM セル両側壁から等しい位置(図中 1.0d の位置)に配置した場合、(1/4)h (=2.5cm)の高さの位置でも、電界強度の低下は数%であることがわかる。この結果から、本試験では、電界変化の最も小さい TEM セル中央部の 1.0d の位置にオペアンプ IC を配置することにした。

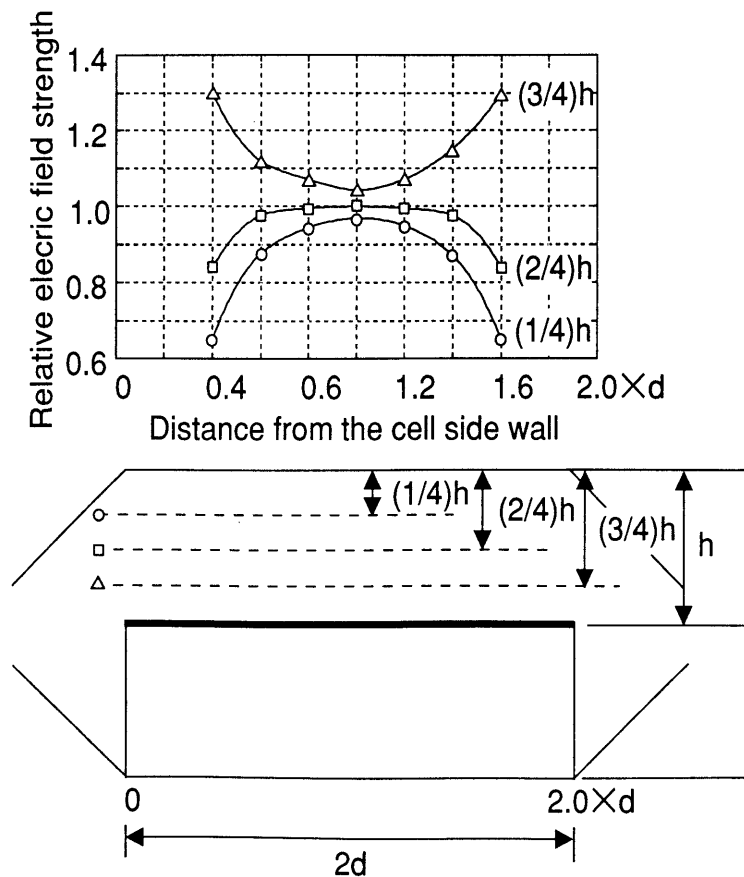


図 2.7 TEM セル内の電界分布[6]

今回、この測定系を用いて、IC の誤動作を引き起こす電波混入経路を明確にするため、つぎのふたつについて調べた。

(1) DC 出力電圧の CAN パッケージ依存性

IC チップ表面からの電波混入による影響を調べるため、CAN パッケージの有無による DC 出力電圧を測定した。CAN がある場合は IC 表面が電波からシールドされた状態を、CAN がない場合は電波にさらされた状態を表す。また CAN がない場合では、IC チップ表面を TEM セルの電界(図 2.4 中の E)と平行にした場合についても同様に DC 出力電圧を測定した。なお本測定では IC に接続する配線長 L は、2.5cm 一定とした。

(2) DC 出力電圧の配線長依存性

IC に接続する配線からの電波混入による影響を調べるため、配線長 L を 2.5cm, 5cm, 7.5cm に変えた場合の DC 出力電圧を測定した。この測定は、CAN パッケージありの条件で行った。

(1), (2)の測定は、周波数 0~400MHz, 電界強度 200V/m の条件で行った。この電界強度は自動車遭遇する最大電界強度に相当する[7]-[9]。

2.2.3 測定結果

(1) DC 出力電圧の CAN パッケージ依存性

測定結果を図 2.8 に示す。図よりいずれの場合も負の DC 出力電圧が発生していることがわかる。これが電波照射によるオペアンプ IC の誤動作である。図中(a), (b)の比較から、CAN パッケージの有無によってその特性にほとんど差がないことがわかった。また(b),(c)の比較から、CAN がない場合、電界に対する IC の向きに拘わらず特性にほとんど差がみられないことがわかった。なお 360MHz 以上では各条件で出力電圧にわずかな差が観測されるが、これは各実験において IC に接続する配線の長さ、配線間の距離を全く同じにすることができなかったためであると考えられる。

図 2.8 の結果は、今回の測定条件では、IC チップ表面への電波照射によって DC 出力を変動させるほどの電圧が誘起されていないことを示しており、今回対象とした IC では、IC 表面からの電波混入による動作への影響はほとんどないとしてよいことがわかった。

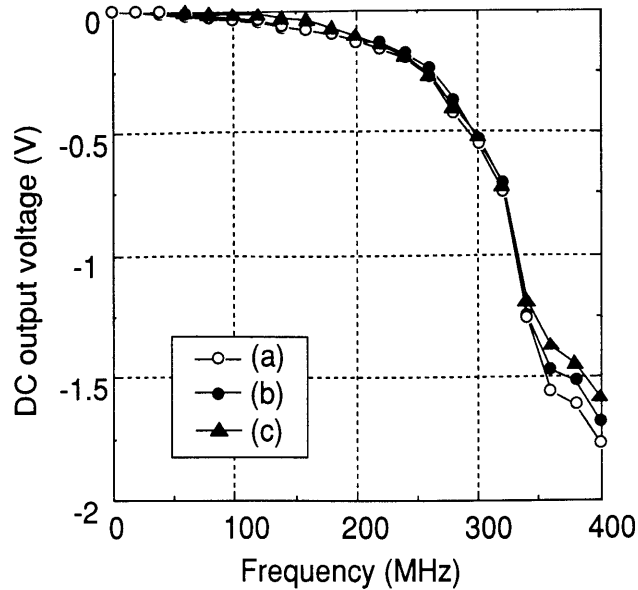


図 2.8 DC 出力電圧の CAN パッケージ依存性
 (a) CAN あり (b) CAN なし
 (c) CAN なし(IC チップ表面を TEM セルの電界と平行に配置)

(2) DC 出力電圧の配線長依存性

測定結果を図 2.9 に示す. 図より配線長の増加に伴い, DC 出力電圧の絶対値は大きくなることがわかった. この出力電圧の増加分は, 図 2.7 に示した TEM セル内の IC の位置による電界強度の違いを考慮しても大きすぎることから, 配線長の差によるものであると考える. このように DC 出力電圧が IC に接続する配線長に大きく依存することは, 配線がアンテナとなって電波が混入していることを示していることにほかならない. 本試験では, TEM セル内の配線は電界と平行に配置しているため, 評価した配線長, 周波数の範囲では, 配線長の増加に従い, IC 端子に発生する RF 電圧は大きくなっていると予想される. また配線長の増加により, これらの配線によって形成されるループアンテナの面積も大きくなる. その結果, アンテナと鎖交する磁束数も増加し, この磁束数の変化によって生じる IC の端子電圧も大きくなっていると推察される. 大ざっぱな計算[10]では, 配線長 7.5cm の場合, 電界によって生じる IC の端子電圧は, 磁界によって生じる端子電圧の 10 倍以上であり, この実験系では, 電界による影響が支配的である.

このように本試験では, 電界, 磁界の影響[11]により IC の誤動作が引き起こされているが, (1), (2)のふたつの結果から, IC の DC 出力変動を引き起こす主な電波混入経路は,

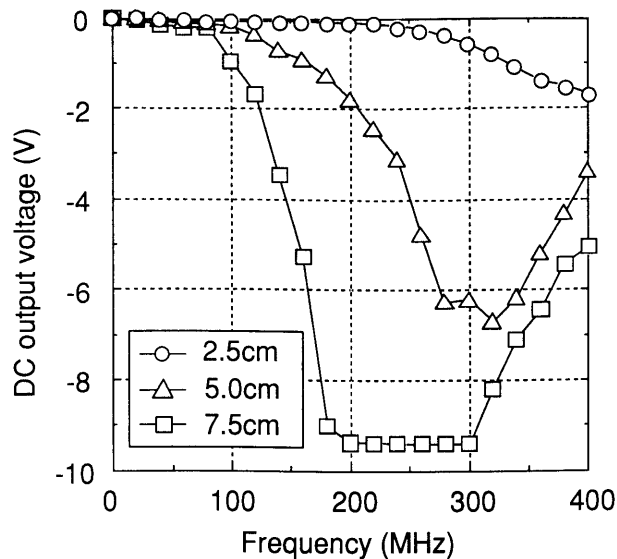


図 2.9 DC 出力電圧の配線長依存性

IC に接続される配線からであることが明らかになった。またわずか数 cm の配線長でも、オペアンプ IC の誤動作が引き起こされることがわかった。

なお今回行った TEM セル試験の条件では、オペアンプ IC の入力インピーダンスによる電気長の増加分を考慮しても、配線の共振周波数は、測定最大周波数である 400MHz よりも高い。したがって周波数の増加に伴い、IC の端子に発生する RF 電圧は大きくなり、DC 出力変動も大きくなることが予想される。しかし図 2.9 において配線長が 5cm, 7.5cm の場合、300MHz 以上では、これとは逆に DC 出力変動が減少する結果となっている。この原因としては、オペアンプの出力特性が関与して生じたものとする。後述する図 2.13 の非反転増幅端子②から RF 信号を注入した場合、300MHz 以上で急激に DC 出力電圧が減少しており、この特性が TEM セル試験の結果に影響を及ぼしていると推察される。しかしその詳細な検討は、今後の課題である。

また今回は、チップサイズが 2mm×1mm と比較的小さいアナログ IC を対象とした。しかしマイクロプロセッサのようにチップサイズが大きい IC を対象とした場合や高速デジタル IC のように IC 内部で高周波スイッチング雑音が発生する IC を対象とした場合などは、今回の結果と異なることも予想され、これも今後検討すべき課題である。

2.3 RF 信号注入試験

TEM セル試験の結果から、配線から混入する電波の代わりに RF 信号を IC の各端子から直接注入すれば、TEM セル試験において IC の誤動作に最も影響を与えている電波混入端子を明らかにできる可能性がある。これは TEM セル試験における IC 誤動作の解析において有力な情報になる。そこで本節では、IC の各端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧を測定し、TEM セル試験結果との比較から、誤動作に最も影響を与えている電波混入端子の特定が可能かどうかを検討する。

2.3.1 試験方法

図 2.2 と同様の反転増幅器を作製し、オペアンプ IC の各端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧を測定した。図 2.10 に非反転入力端子②から RF 信号を注入した場合の測定回路を示す。反転増幅回路は、マイクロストリップ基板上に作製し、その抵抗にはチップ抵抗を用いた。またマイクロストリップ基板と DC 電源、DC 電圧計、RF 信号源の接続は、特性インピーダンス $Z_0(=50\ \Omega)$ の同軸ケーブルを用いて行った。今回、TEM セル試験結果と比較するため、RF 信号は図中、①～⑤に示した箇所から注入した。注入箇所

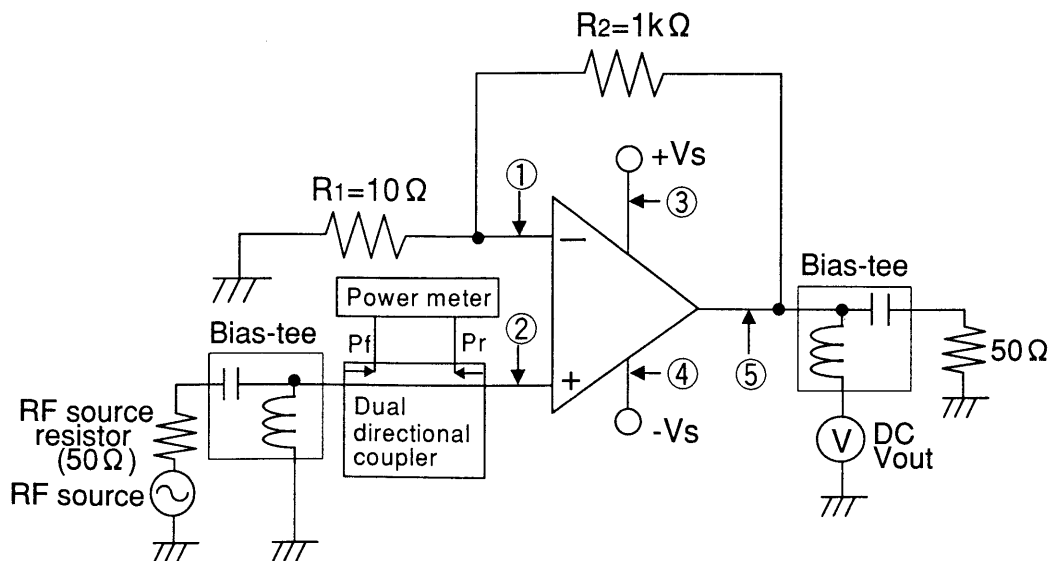


図 2.10 RF 信号注入試験の測定回路

は、TEM セル試験の図 2.2 に示した TEM セル内部の配線部分に相当する。これは電波が配線から混入するという前節の結果に基づいている。RF 信号は Bias-tee を介して注入した。

Bias-tee とは、DC バイアスに RF 信号を重畳させるための装置である。今回用いた Bias-tee(Mini-circuit 社製:ZFBT-4R2GW)の外観を図 2.11(a)に示す。RF ポート、DC ポート、出力(RF+DC)ポートの三つのポートからなる。等価回路は、図 2.11(b)に示したようにインダクタンスとコンデンサで表現される。また今回使用した Bias-tee の諸特性の測定結果を図 2.12 に示す。測定周波数は、対象とする電波の周波数である 45MHz から 2GHz とした。なお 45MHz は、測定に用いたネットワークアナライザ(HP-85107)の下限周波数である。図より、出力ポートの入力インピーダンスは、測定周波数範囲で、ほぼ $50\ \Omega$ (-26dB 以下)であることがわかる。また RF ポートと出力ポート間の減衰(インサージョンロス)は、最大で-0.5dB であった。また DC ポートと他のポートとの減衰(アイソレーション)は、-25dB から -73dB であった。本試験で用いた Bias-tee の使用周波数範囲は、0.1MHz から 4.2GHz であり、今回測定できなかった 45MHz 以下の特性もこれらの特性とほぼ同様であると推察される。

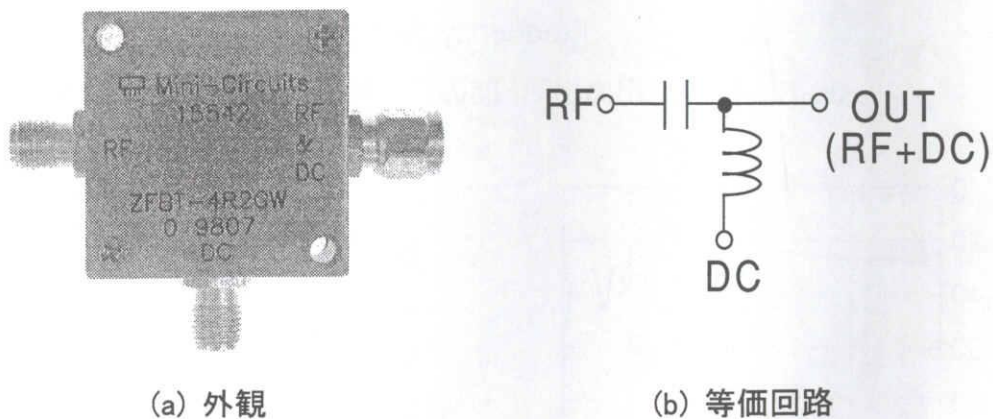
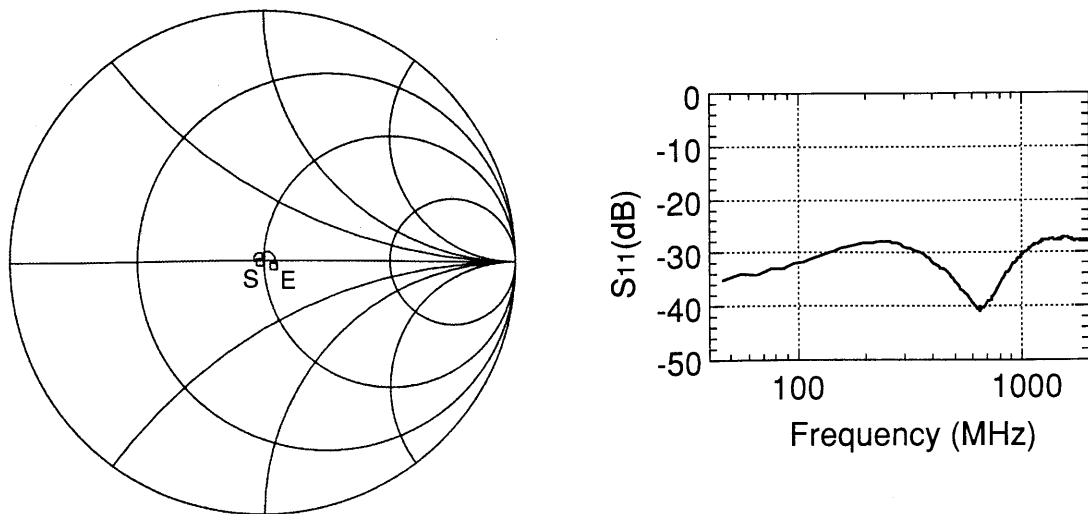
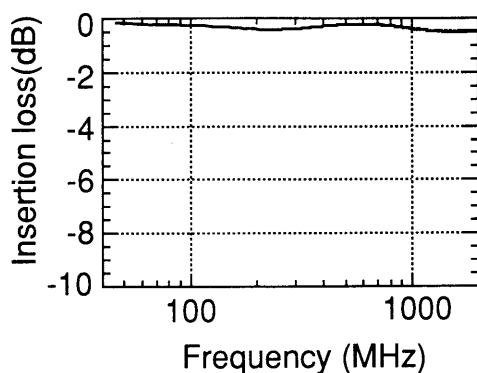


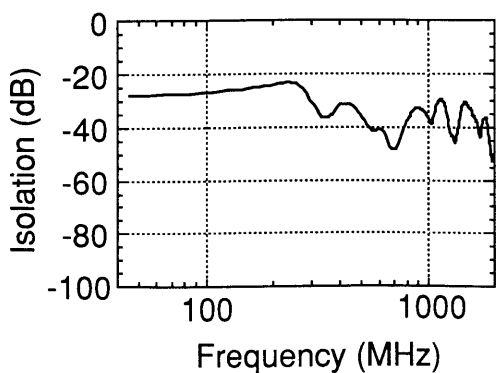
図 2.11 Bias-tee の外観と等価回路



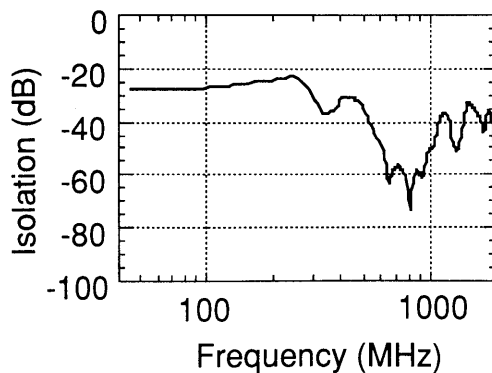
(a) 出力ポートの入カインピーダンス特性
(スミスチャートの S は 45MHz, E は 2GHz の点のインピーダンス)



(b) RF ポートと出力ポート間の減衰特性(インサージョンロス)



(c) DCポートとRFポート間の減衰特性
(アイソレーション)



(d) DCポートと出力ポート間の減衰特性
(アイソレーション)

図 2.12 Bias-tee (ZFBT-4R2GW)の諸特性

RF 信号注入試験では、この Bias-tee とオペアンプ端子との間に 50Ω系の方向性結合器を接続した。この方向性結合器の出力ポートから RF 信号源をみたインピーダンスは、ほぼ 50Ωとなる。方向性結合器には、パワーメータを接続し、オペアンプ端子に入射する RF パワー P_f と反射してくるパワー P_r をモニタした。実際に注入されるパワー P_{in} は、 $P_f - P_r$ となる。そのとき、IC の端子に加わる電圧の大きさ V は、(2.2)式のようになる。

$$V \leq \sqrt{Z} \left(\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r} \right) = \sqrt{Z} \left(\sqrt{P_f} + \sqrt{P_f - P_{in}} \right) \quad \dots\dots (2.2)$$

ここで Z は、RF 信号を注入する端子の入力インピーダンスである。

今回、注入した RF 信号は正弦波であり、信号の周波数は TEM セル試験と同じ 10M~400MHz としたが、注入パワー P_{in} は 5dBm 一定とした。

なお本測定の実験回路②から RF 信号を注入する場合、先の図 2.10 に示したように Bias-tee の DC ポートに GND を接続した。この場合、入力端子と GND との間は DC 的にはショートに、高周波的にはあるインピーダンスをもつ。これにより TEM セル試験において非反転入力端子にある振幅の RF 電圧が発生している状況を模擬した。

2.3.2 測定結果

5dBm の RF 信号を各端子から単独に注入した場合の DC 出力電圧を測定した。その結果を図 2.13 に示す。また RF 信号注入時の端子の電圧波形の一例として、100MHz, 5dBm の RF 信号を反転入力端子から注入した場合のその端子の電圧波形を図 2.14 に示す。このときの電圧は、約 2.3V_{p-p}(peak to peak)であった。また非反転入力端子から同様の RF 信号を注入した場合、その端子の peak to peak 電圧は、約 2.2V であった。

図 2.13 より反転入力、非反転入力端子から RF 信号を注入した場合、大きな DC 出力電圧が観測されることがわかる。反転入力端子から RF 信号を注入した場合、正の DC 出力電圧が発生し、非反転入力端子から RF 信号を注入した場合、負の出力電圧が発生した。一方、電源端子、出力端子から RF 信号を注入した場合、入力端子から注入した場合に比べ、出力電圧は、かなり小さいことがわかった。TEM セル試験では、測定周波数領域において負の出力電圧が観測された。図 2.13 より出力電圧が負になるのは、非反転入力、 $+V_s$ 、 $-V_s$ および出力端子から注入した場合であり、また特に影響が大きいのは非反転入力端子から注入した場合であることがわかる。この結果から、今回評価したオペアンプの TEM

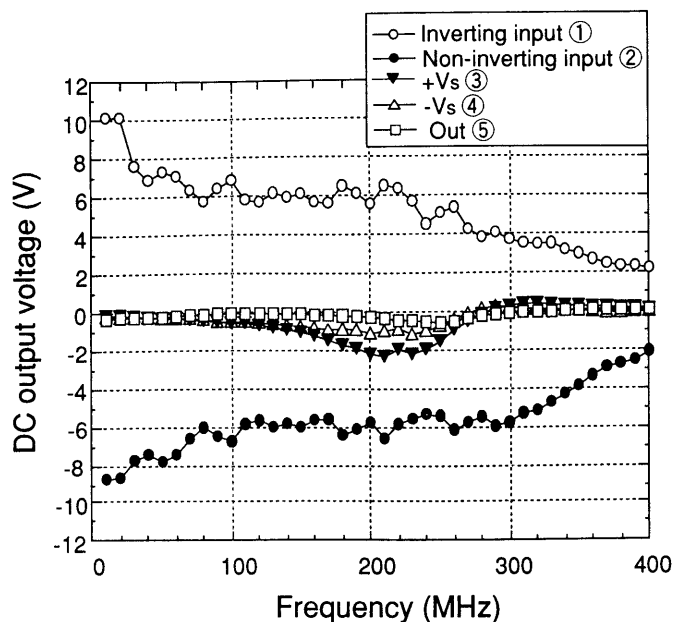


図 2.13 各端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧

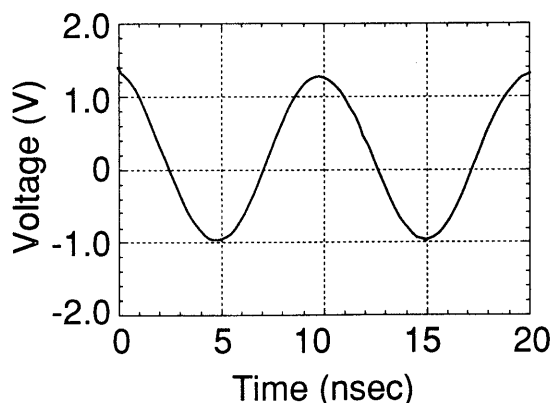


図 2.14 反転入力端子の電圧波形
(100MHz, 5dBm の RF 信号注入)

セル試験での DC 出力は、主に非反転入力端子から混入した電波によって引き起こされていることが予想される。

また 5dBm の RF 信号を注入した場合の 300MHz から 400MHz の領域の DC 出力電圧の値と TEM セル試験での配線長 5cm の場合の同じ周波数領域の DC 出力電圧の値は、ほぼ同じであった。このことから TEM セル試験においてこの周波数領域では、5dBm といった大振幅の RF 信号が非反転端子に注入されていると推定される。

また対象とした全周波数で見れば、図 2.13 では周波数の増加に伴い、出力電圧は減少しているが、図 2.9 はこれとは異なる結果になっている。これは図 2.13 では、注入パワーが一定であるのに対し、図 2.9 ではそのような条件になっていないことに起因するものと考えられる。

つぎに非反転入力端子から混入した電波により、誤動作が引き起こされているという結果の妥当性を TEM セル試験により調べた。非反転入力端子から混入する電波のみを取り除く手法として、非反転入力端子と GND との間にコンデンサを接続する方法がある。しかし本試験の場合、GND は TEM セル外部導体であり、非反転入力端子と GND との接続には TEM セル内部で数センチの配線長が存在する。そのためこの配線に電圧が誘起され、コンデンサ接続による効果が減少する恐れがある。そこで今回、オペアンプの入力端子間にチップコンデンサを直接接続する手法[12]を用いた。この手法は、入力端子から混入する RF 雑音の誤動作対策として有効である。この種のコンデンサは、オペアンプ IC 端子のごく近傍に接続することができるので、コンデンサと端子間の配線に誘起される電圧を抑制することができる。今回、図 2.4 に示す TEM セル試験(配線長:5cm)において、1000pF のチップコンデンサをオペアンプ入力端子から約 2mm の位置に接続した。入力端子から混入する電波により DC 出力電圧が発生しているのであれば、この手法によりそれを抑制できるはずである。すでに図 2.10 に示す回路において入力端子間に同じコンデンサを接続し、各入力端子から RF 信号を注入した場合、DC 出力電圧が抑えられることを確認している。

TEM セル試験の測定結果を図 2.15 に示す。図より、コンデンサ接続により、測定周波数全域にわたり DC 出力電圧は著しく抑制されていることがわかる。この結果から、今回対象としたオペアンプ IC の TEM セル試験での DC 出力電圧は、入力端子、特に非反転入力端子から混入した電波の影響が最も大きいことが特定できた。

2.4 まとめ

高周波電波に対する IC の誤動作解析手法を検討するため、TEM セル試験を用い、IC の誤動作を引き起こす電波混入経路を調べた。本試験では、2mm×1mm のサイズのオペアンプ IC を対象とし、10MHz～400MHz、200V/m の電界中で、IC の CAN パッケージの有無と IC に接続する配線長を 2.5cm から 7.5cm まで変化させた場合の IC の DC 出力電

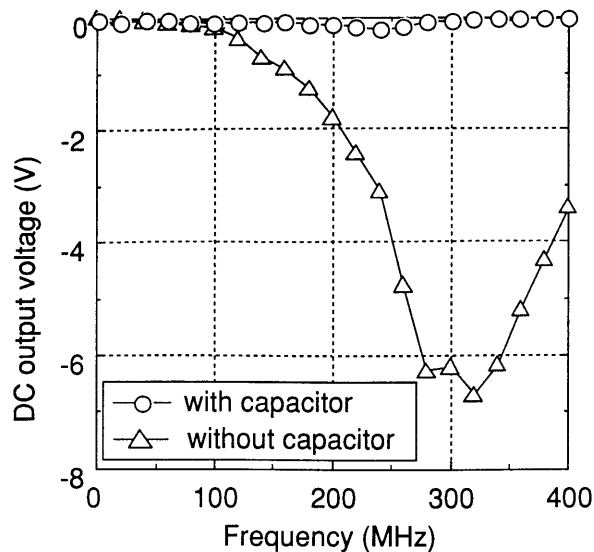


図 2.15 オペアンプの入力端子間へのコンデンサ(1000pF)接続による DC 出力電圧への影響

圧の変動について評価した。その結果、今回対象とした IC では、主に IC に接続された配線からの経路で混入した電波により、誤動作が引き起こされていることを明らかにできた。また IC チップ表面からの混入による動作への影響は、ほとんどないことがわかった。

またこの結果から、電波照射の代わりに RF 信号を IC の各端子から注入する試験法を用い、TEM セル試験において IC の誤動作に最も影響を与えている電波混入端子を検討した。その結果、本実験で対象としたオペアンプ IC では、非反転入力端子から混入した電波による影響が最も大きいことを明らかにできた。

第 2 章の参考文献

- [1] A.Engel, H.Astrain, J.Cagle, S.Leford and M.Mahalingam , "A TEM-Cell base method for radiative susceptibility characterization of low-power microcontrollers", Proceedings of IEEE International Symposium on EMC, pp.76-81, 1996.
- [2] 島村俊重, 道関隆国, 品川満, 山田順三, "EO ハンディプローブを用いた極低電圧 CMOS 回路の EMC 耐性解析", 信学技報, CCM99-127, ICCD99-223, pp.55-61, Dec. 1999.

- [3] 服部佳晋, 只野博, 長瀬宏, "IC の RF ノイズイミュニティ評価法の検討", 信学論 (B-II), vol. J81-B-II, no.2, pp.179-182, Feb. 1998.
- [4] National Semiconductor 社, "オペアンプデータシート LF155 シリーズ", p.3-22.
- [5] M.L.Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM Transmission Cells" IEEE Trans. EMC, vol. EMC-16, no.4, pp.189-195, Nov. 1974.
- [6] 福沢久, "EMI 測定技術", トリケップス出版社, p.87, Mar. 1990.
- [7] 山本新, "自動車用電子機器の電磁障害に関する研究", 学位論文, p.7, July 1984.
- [8] J.T.Auman, J.C.Kindermann and J.J.Laggan, "Electromagnetic compatibility of automotive vehicle -An analysis of possible assurance methods", SAE paper, no.780855, pp.100-110, June. 1978.
- [9] 寺谷健夫, 稲津雅弘, "自動車用電子機器の EMI 感受性測定法の検討", 自動車技術会学術講演会前刷集, no.832, pp.263-270, May. 1983.
- [10] 山田直平, 電磁気学, 電気学会出版, p.32, p.215, p.283, 1986.
- [11] R.J.Spigel, W.T.Joines, C.F.Blackman and A.W.Wood "A method for calculating electric and magnetic fields in TEM cells at ELF", IEEE Trans. EMC, vol. EMC-29, no.4, pp.265-272, Nov. 1987.
- [12] 山本久, "OP アンプの高周波ノイズによる誤動作を防止するにはどうすれば良いか", 電子技術, pp.68-69, Mar. 1987.

第3章 RF 信号注入によるバイポーラトランジスタの DC 特性変動

3.1 まえがき

前章では、アナログ IC としてオペアンプ IC を対象とし、TEM セル試験により、電波照射による DC 出力電圧の変動について調べた。その結果、照射された電波は、主に IC に接続した配線がアンテナとなって IC の端子から混入し、誤動作を引き起こしていること、また自動車が遭遇する最大電界強度 200V/m は、IC の端子には大振幅の RF 雑音を誘起することなどを示した。

このような混入電波による IC の DC 出力変動は、IC を構成しているダイオードやトランジスタなどの非線形素子によって引き起こされている。したがってアナログ IC の誤動作解析を行っていく上で、まずこれらを構成する非線形素子単体を対象として、混入する電波の代わりに RF 信号を注入した場合の DC 特性変動を調べ、その要因について解析しておくことが重要である。対象となる RF 信号は、車載デバイスにとっては、通常動作に用いないような高い周波数であり、かつ大振幅である。

これまでにダイオード[1],[2], JFET(Junction Field-Effect Transistor)[3]について、このような大振幅の RF 信号注入による DC 特性変動が評価されている。またアナログ IC の主要構成素子であるバイポーラトランジスタについては、ベースから RF 信号を注入した場合の DC 出力変動について評価され[4], またその変動をシミュレーションで表現するためのトランジスタモデルが提案されている[1],[5],[6]。しかしトランジスタ内部での現象解析となるとほとんど行われていない。またベース以外の端子から RF 信号を注入した場合の評価および解析に関しては、筆者の知る限り、これまでに報告はない。IC 内部のトランジスタでは、どの端子からも電波が混入する可能性がある。したがってトランジスタのそれぞれの端子から RF 信号を注入した場合の DC 変動を評価し、解析しておくことが必要である。そのような解析から IC 中のトランジスタのどの端子に着目して対策すべきかといった指針が得られるものと考える。

本章では、バイポーラトランジスタを対象とし、トランジション周波数以上でかつ大振幅の RF 信号をトランジスタの各端子から注入した場合の DC 特性変動を測定し、その変動要因について解析する[7]。

3.2 試料と測定回路

対象としたバイポーラトランジスタは、汎用でかつ自動車においても一般的に使用される npn トランジスタ 2SC1815 である。トランジション周波数 f_t は 80MHz, 直流電流増幅率 h_{FE} は約 150 である。またコレクタ電流の最大定格は 150mA である[8]。

今回評価した特性はエミッタ接地での $V_{CE}-I_C$ 特性である。図 3.1 にベース端子から RF 信号を注入した場合の測定回路を示す。

DC ベース電流 I_B と DC コレクタ電圧 V_{CE} の印加および DC コレクタ電流 I_C の測定は、半導体パラメータアナライザ(HP 社製:4155A)を用いて行った。この I_B , I_C は I_b , I_c の平均値である。RF 信号は, Bias-tee を用いて I_B へ重畳した。またコレクタ側にも Bias-tee を接続し, そのインダクタンス側には V_{CE} 電源を接続し, ベースからコレクタにリークした RF 信号による V_{CE} 電源への影響を防止した。またコンデンサ側にはコレクタにリークした RF 信号の負荷抵抗による影響を調べるため, $50\ \Omega$ の負荷抵抗を接続した。これはトランジスタが, 回路中では一般に負荷を接続した形で用いられることを想定している。

注入した RF 信号は, 正弦波であり, その周波数は 50MHz~2GHz とした。これは対象としている高周波電波の周波数に相当する。また RF 信号パワーは -10dBm から 10dBm とした。非線形素子の誤動作は, 大きな電圧振幅をもつ RF 信号によって引き起こされる。しか

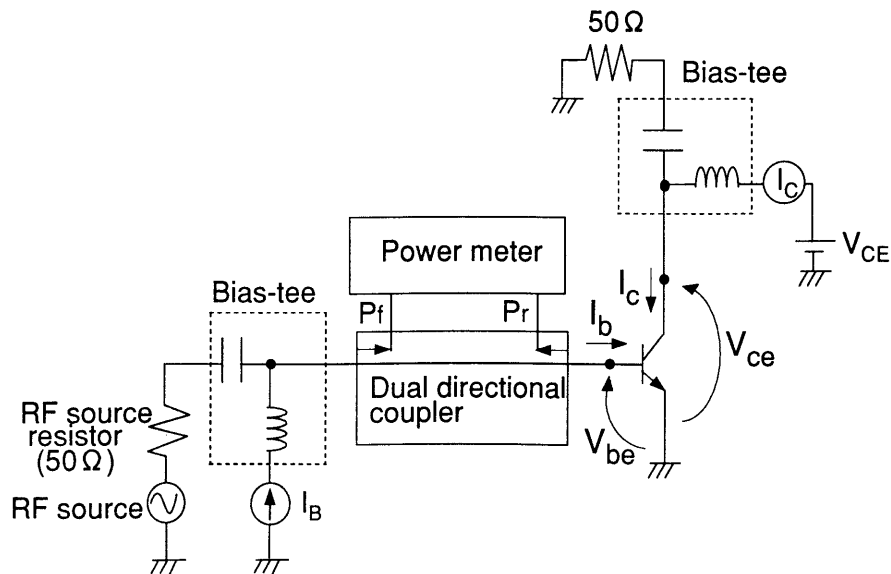


図 3.1 測定回路

し対象とする RF 信号の周波数では、電圧振幅で信号を印加したり、正確な電圧を測定することが難しい。そのため本実験では、注入する RF 信号をパワーで評価することにした。今回、実際に端子から注入される RF 信号パワー $P_{in} (=P_f - P_r)$ で評価した。このように P_{in} をパラメータとしたのは、以下のふたつの理由による。

(1) I_B , V_{CE} の印加条件によってベースの入力インピーダンスは変化し、 P_f が一定であっても P_r は変化し、実際に加わるパワー P_{in} は変化する。バイアス条件によって P_{in} が変われば、特性変動の定量的な評価は困難である。

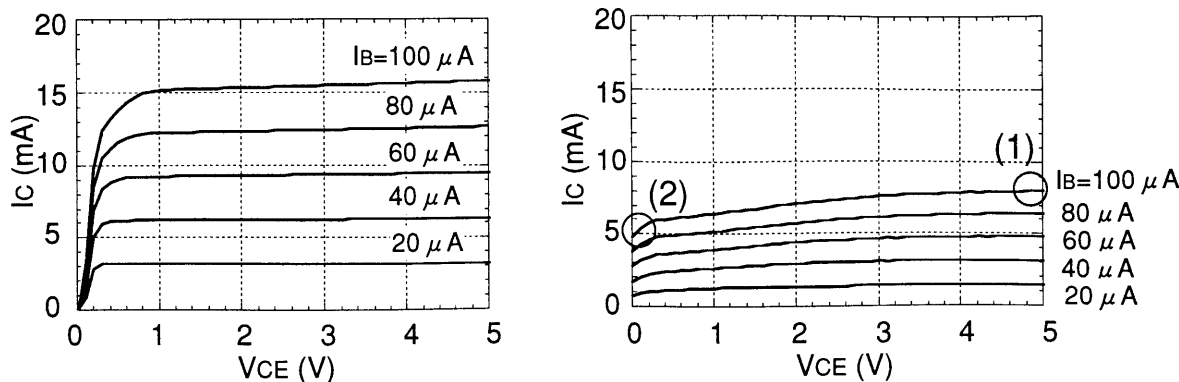
(2) P_{in} で評価することにより、ベースに注入される RF 信号の電圧、電流との対応ができ、後述する波形解析との対応が可能になる。ただしこのパワーは、RF 信号が正弦波の場合の値であり、トランジスタの非線形性により高調波成分が発生した場合、その値には誤差が発生する。また P_{in} と瞬時電圧、電流との対応においても誤差が発生する。なお本実験の中心条件である 100MHz, 5dBm の RF 信号注入の場合、高調波成分は基本波成分に比べ、最大-5dB であることをスペクトラムアナライザの測定により確認しており、その程度の誤差は含まれている。

このように P_{in} を一定にして、 $V_{CE} - I_C$ 特性を測定するためには、印加する I_B , V_{CE} の各バイアスポイントにおいて P_f , P_r をモニタし、 $(P_f - P_r)$ の値が一定になるように入力パワー P_f を調整することが必要になる。これをマニュアルで行うのは、非効率的であるため、 I_B , V_{CE} の設定、 P_f , P_r のモニタ、 P_f の調整、 I_C の測定をすべてワークステーション上で制御できるように Hewlett Packard 社の VEE[9] を用いて制御プログラムを作成し、これを用いて測定を行った。

3.3 ベースから RF 信号を注入した場合の特性変動

3.3.1 測定結果

100MHz, 5dBm の RF 信号をベースから注入した場合の $V_{CE} - I_C$ 特性を測定した。このパワーは、TEM セル試験において試料まで 5cm の配線を施し、自動車がさらされる最大電界 200V/m を加えた場合とほぼ同じレベルの DC 出力電圧を引き起こす RF 信号パワーに相当する。RF 信号を注入しない場合との特性の比較を図 3.2 に示す。



(a) RF 信号を注入しない場合

(b) ベースから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合

図 3.2 npn トランジスタの V_{CE} - I_C 特性の比較

図より RF 信号注入により、つぎのような変動を生じることがわかった。

(1) 活性領域でコレクタ電流 I_C が減少する。すなわち直流電流増幅率 h_{FE} が減少する

(図 3.2(b)の(1)で示した点)。

(2) $V_{CE} = 0V$ の点でコレクタオフセット電流が流れる(図 3.2(b)の(2)で示した点)。

バイポーラトランジスタは、回路中では活性領域で使用される。そこでまず、 $V_{CE} = 5V$ の点における h_{FE} の RF 信号パワー依存性について調べた。ここでは RF 信号の周波数を 100MHz 一定とし、 $I_B = 20 \mu A$, $100 \mu A$ の二点の h_{FE} の変化について調べた。結果を図 3.3 に示す。

図中 no RF は、RF 信号を注入しない場合の h_{FE} の値である。図より RF 信号パワーの増加に伴い h_{FE} は単調減少すること、また I_B が大きいほどその減少量は大きいことがわかった。

つぎに活性領域における h_{FE} の RF 信号周波数依存性について調べた。ここでは P_{in} を 5dBm 一定とし、 $I_B = 100 \mu A$, $V_{CE} = 5V$ の点での h_{FE} を測定した。測定周波数は 50MHz から 2GHz とした。結果を図 3.4 に示す。

図において no RF は、RF 信号を注入しない場合の h_{FE} の値である。図より注入する RF 信号の周波数が低いほど h_{FE} の減少量は大きく、周波数の増加に伴い、その減少量は小さくなることがわかった。

なお以上の測定において、トランジスタの発熱は、ほとんど観測されなかった。

またこのような h_{FE} 減少の RF 信号パワー依存性、RF 信号周波数依存性の傾向は、別の汎用 npn トランジスタ 2SC2669 においても同様に観測された。

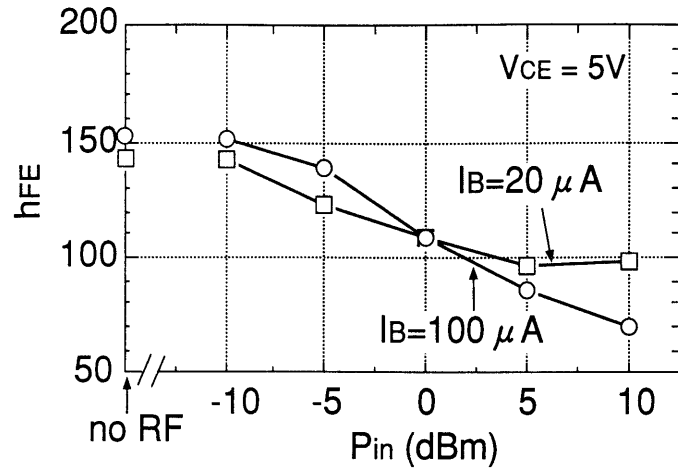


図 3.3 h_{FE} の RF 信号パワー依存性 ($f = 100\text{MHz}$)

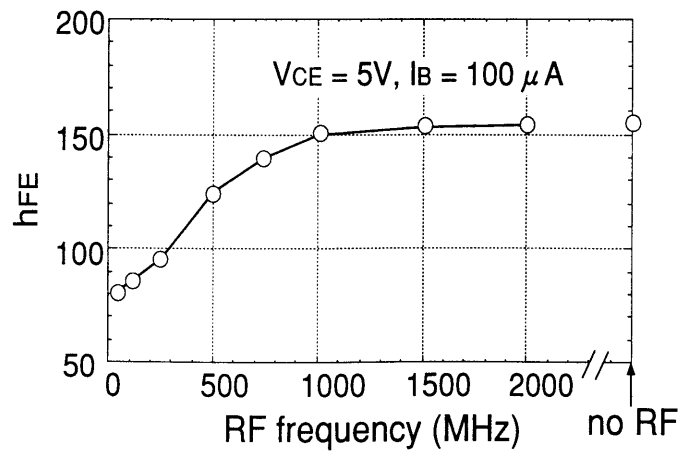


図 3.4 h_{FE} の RF 信号周波数依存性 ($P_{in} = 5\text{dBm}$)

3.3.2 変動要因の検討

以下では、図 3.2(b)で示した特性変動について解析する。

(1) 活性領域でのコレクタ電流の減少

まず活性領域でのコレクタ電流の減少について検討する。ここでは活性領域の代表バイアス点として、図 3.2(b)中の $V_{CE} = 5V$, $I_B = 100\mu A$ を取り上げ、RF 信号注入によるこの点のコレクタ電流の変動について調べる。

ベースから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合のベース・コレクタ間電圧 V_{ce} , ベース・エミッタ間電圧 V_{be} , ベース電流 I_b , コレクタ電流 I_c の波形をデジタルオシロスコープを用いて観測した。それぞれの観測箇所は図 3.1 中に示した箇所である。結果を図 3.5 に示す。

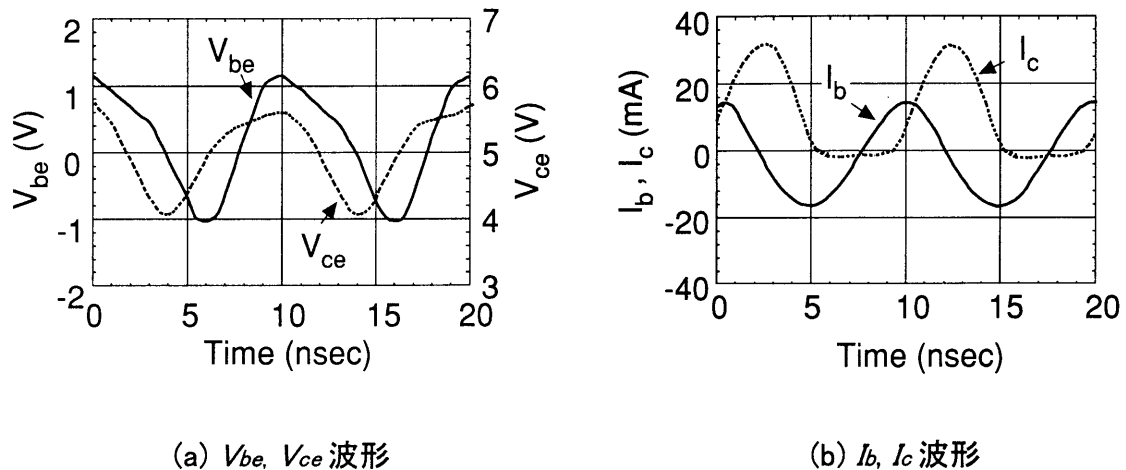


図 3.5 ベースから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入したときの V_{be} , V_{ce} , I_b , I_c 波形 ($V_{CE} = 5V$, $I_B = 100\mu A$)

図から 5dBm の RF 信号注入により、 V_{ce} 波形は、5V を中心に約 $1.8 V_{p-p}$ (peak to peak) で変化していることがわかる。これは、いずれも活性領域での変化である。また V_{be} 波形は、約 $2V_{p-p}$ で変化しており、またその平均値、すなわち V_{be} の DC 電圧値は 0.2V 程度になっていることがわかる。RF 信号を注入していない場合の V_{BE} の値は約 0.7V であるから、RF 信号の注入により V_{be} の平均値が下がったことになる。そこでつぎに $V_{CE} = 5V$ の条件で、ベースからの RF 信号注入の有無による $V_{BE}-I_B$ 特性を測定した。結果を図 3.6 に示す。

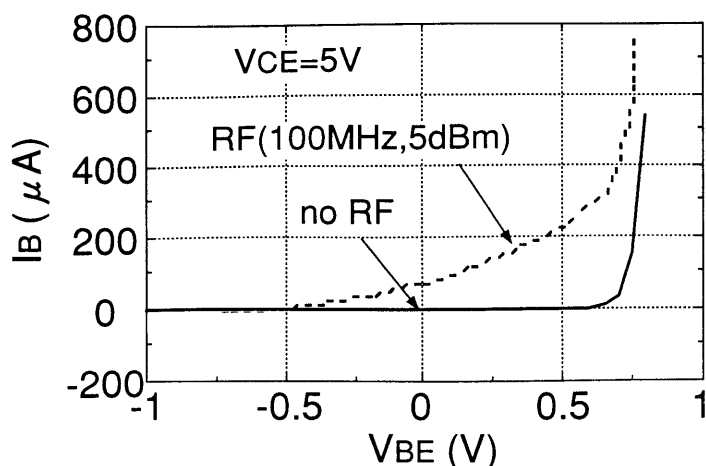


図 3.6 ベースからの RF 信号注入による V_{BE} - I_B 特性の変化

図から 100MHz,5dBm の RF 信号の注入により, $I_B = 100 \mu A$ を流すための V_{BE} の値は 0.7V から約 0.2V にシフトしていることがわかった. これが図 3.5 に示す V_{be} の平均値が下がっている原因であると考えられる. このようなシフトは, ベースから注入した RF 信号がベース・エミッタ間ダイオードで整流されることにより生じていると説明できる.

一方, 図 3.5(b) から I_b 波形は約 30mA_{p-p} で正弦波に近い形に変動していることがわかる. この I_b は, 図 3.7 に示すように実際にベースに入りトランジスタ動作に寄与する成分 I_{b1} とベース・エミッタ間の容量 C_{BE} , ベース・コレクタ間の容量 C_{BC} を介して流れる成分 i_{b2} からなっている. この容量は, 接合に加わる電圧がビルトイン電圧^(注 1)以下では空乏層容量が, それ以上の電圧では拡散容量がそれぞれ支配的になっている. 対象としているバイアス条件では, C_{BE} の方が C_{BC} に比べ 1 桁以上大きく, i_{b2} はほとんど C_{BE} を介して流れていると考えることができる.

I_{b1} と i_{b2} はトランジスタ内部を流れる電流であり, 実際に区別して観測することはできない.

(注 1) : p 型半導体と n 型半導体を接合させると, 接合面に近い p 型領域の正孔は, n 型領域に拡散し, 動けない負電荷を残す. 同様に接合面に近い n 型領域の電子は, p 型領域に拡散し, そのあとに動けない正電荷を残す. 拡散した電子, 正孔は再結合して消滅し, 接合付近には, 動けない正負の電荷が残る. この接合部に生じた電荷の層により, 接触電位差が生じる. これをビルトイン電圧と呼ぶ. シリコン半導体の pn 接合の場合, ビルトイン電圧は, 約 0.7V になる.

しかしその波形としては、図 3.7 に示すように I_{b1} は I_b が正の期間に流れ半波のような波形に、 i_{b2} は正弦波に近い形になっていることが予想される。ただし V_{be} の値によって C_{BE} の値も変化するため、 i_{b2} は完全な正弦波にはなっていない。図 3.5 に示した I_b 波形から、 I_b の大部分は i_{b2} として流れていることがわかる。

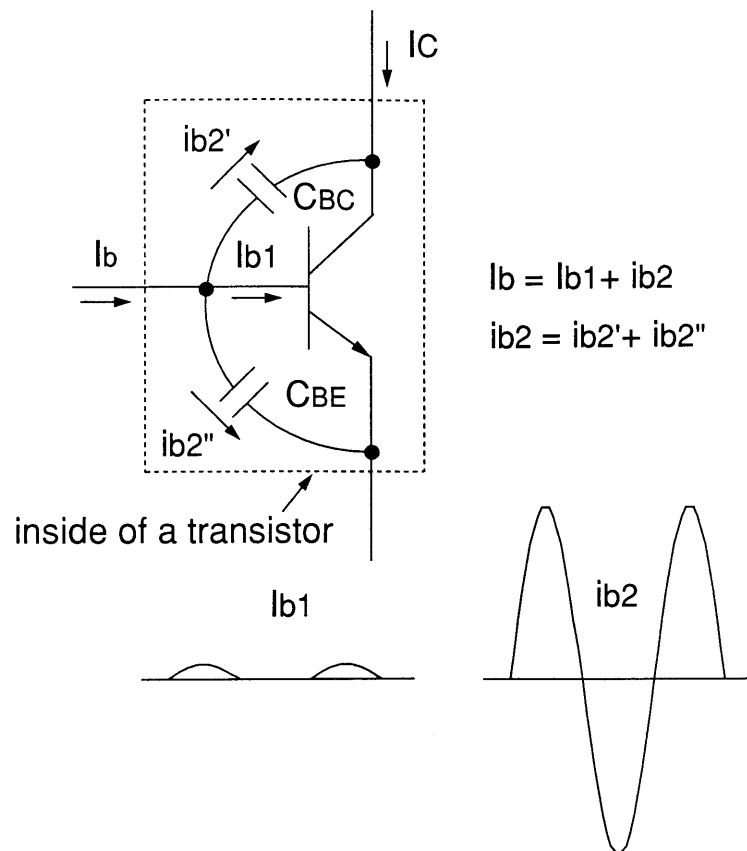


図 3.7 ベース電流 I_b , i_{b2} の流れる経路

この I_{b1} により、コレクタ電流 I_c が流れ、 I_c 波形は、図 3.5 に示されるように半波になっている。図 3.5 よりこの I_c のピークは、約 30mA であり、この I_c 波形の平均値が、観測される DC コレクタ電流 I_c に相当する。

つぎに対象としたトランジスタのコレクタ電流の飽和を調べるため、 $V_{CE} = 5V$ のバイアス条件で、 $h_{FE} - I_c$ 特性を測定した。結果を図 3.8 に示す。

図より今回対象としたトランジスタ I_c が 10mA 以上で h_{FE} は減少していることがわかった。

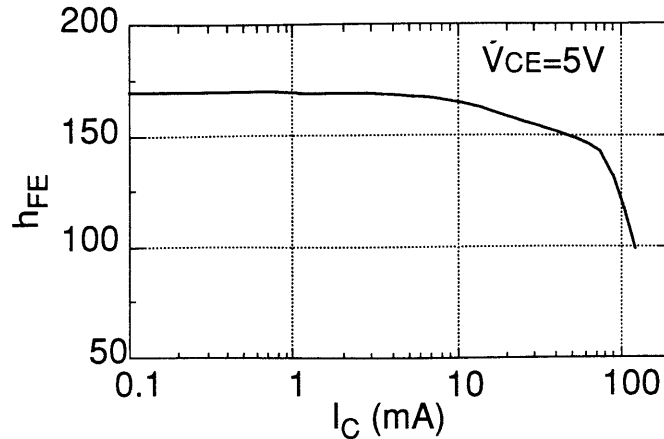


図 3.8 2SC1815 の $h_{FE}-I_C$ 特性

このような h_{FE} の減少は、ベース領域の導電率変調とエミッタクラウディング効果^(注 2)により生じる[10]. 図 3.8 は DC での $h_{FE}-I_C$ 特性であるが、RF 信号が重畳された場合には、ベース・エミッタ間の拡散容量による AC クラウディングの効果が加わり[11],[12], h_{FE} の減少はより顕著になる.

図 3.8 を I_B-I_C 特性図で書き換えると、図 3.9 のようになる. I_C の増加による h_{FE} の減少は、図 3.9 では I_B の変化に対して I_C が飽和することを示している. 図 3.9 を用いて RF 信号注入による DC コレクタ電流の減少が説明できる. RF 信号の注入がない場合の DC ベース I_{B0} とする. 今回の場合、 $I_{B0} = 100 \mu A$ である. このときのコレクタ電流は I_{C0} (16mA) である. ベースからの RF 信号注入により、 I_{B1} は大きく変化し、 I_C は飽和領域まで変化する. そのため、 I_C のピーク値は I_{C1} にならずに I_{C2} (約 30mA) に抑えられてしまっている. I_C が飽和せずに I_{C1} まで変化すれば、その I_C の平均値、すなわち DC 電流値は、RF 信号を注入しない場合の電流値 I_{C0} と等しくなるはずである. しかし I_{C2} で飽和するため、その平均値 $I_{C'}$ は、 I_{C0} よりも小さな値になってしまう. これが活性領域での DC コレクタ電流減少の原因である.

以上のようなメカニズムは、バイポーラトランジスタの低周波の大振幅等価回路から説明

(注 2) : ベース領域の抵抗成分のために、ベース領域に電位勾配が生じ、ベース電極から遠いエミッタ中心部の pn 接合にかかる電圧が下がる. これによりエミッタエッジに電流が集中し、実効的にエミッタ注入効率が下がる現象をいう. AC 電流に対しては、エミッタのエッジ部の拡散容量が、中心部よりも大きくなるため、さらに電流はエミッタエッジに集中するようになり、その影響は大きくなる.

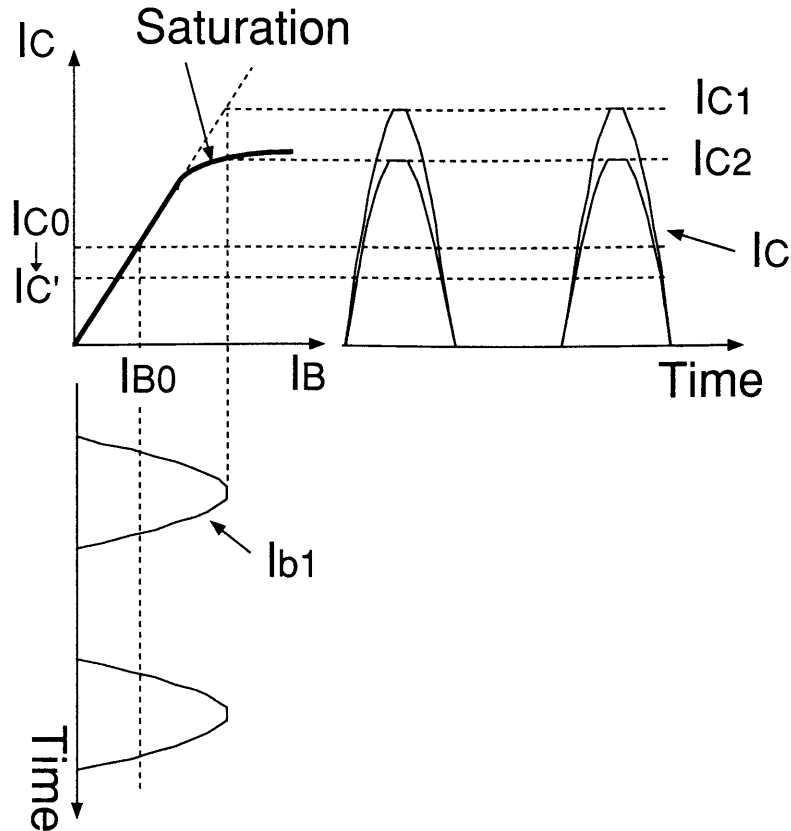


図 3.9 活性領域での DC コレクタ電流減少のメカニズム

することができる。しかし通常動作に用いない f_c 以上の周波数をもつ大振幅の RF 信号を注入した場合にも同様のメカニズムであることが、今回の結果から明らかにできた。ただし RF 信号が注入された場合には、AC クラウディングの効果が顕著になるため、上記の現象を定量的に検討するには、この効果を考慮しなければならない。

つぎに図 3.3 に示した h_{FE} の RF 信号注入パワー依存性、図 3.4 に示した RF 信号周波数依存性について検討する。注入パワーの増加により、 h_{FE} が減少するのは、注入パワーの増加に伴い、 I_{b1} の振幅が大きくなっているためであると考え。また RF 信号周波数の増加に伴い、 h_{FE} の減少量が小さくなるのは、周波数の増加に伴い、トランジスタの接合容量を介して流れる電流成分 i_{b2} が大きくなり、実際にベースに入る I_{b1} が小さくなっているためであると考え。

(2) $V_{CE}=0V$ の点でのコレクタオフセット電流

つぎにコレクタオフセット電流の発生要因について検討する. ここではこの代表点として, 図 3.2(b)の(2)で示した $V_{CE}=0V$, $I_B=100\mu A$ の点を取り上げ解析する. ここでは前に述べた場合と同様にベースから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{be} , V_{ce} , I_b , I_c 波形を観測した. 結果を図 3.10 に示す.

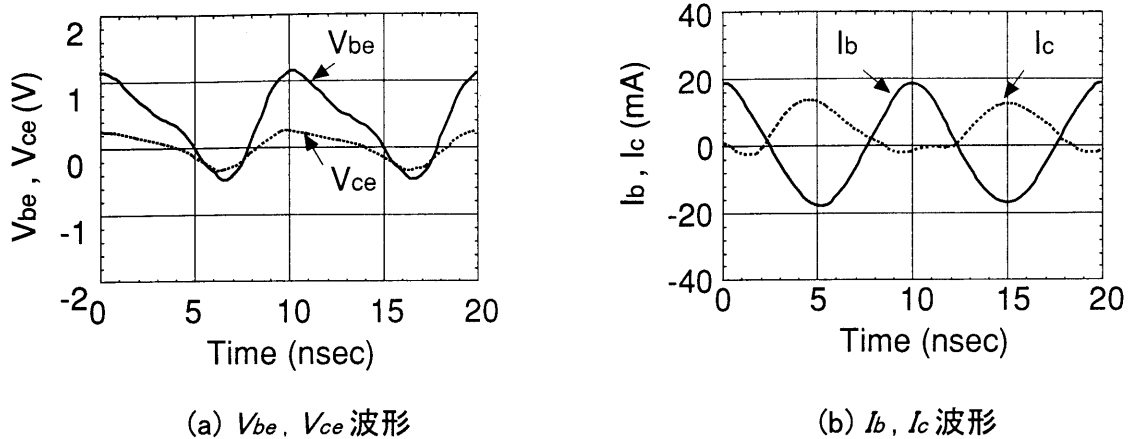


図 3.10 ベースから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入したときの V_{be} , V_{ce} , I_b , I_c 波形 ($V_{CE}=0V$, $I_B=100\mu A$)

I_c 波形の平均値が, DC オフセットコレクタ電流として観測される. 図 3.10 の I_c 波形から正方向に流れる電流が観測され, この波形からもオフセット電流が発生していることが明らかである. 以下では, この要因について検討する.

npn トランジスタのベース・コレクタ接合は, 図 3.11 に示すように等価的にダイオード D_1 と容量 C_{BC} で表現できる. C_{BC} は, I_b が負の領域では空乏層容量に, 正の領域では拡散容量になる.

図 3.10 の各波形から, つぎのようなメカニズムで I_c が流れていると考える. I_b が負の領域では, ダイオードはカットオフし, 空乏層容量を介してコレクタからベースに電流が流れ込む. I_c はコレクタに流れ込む向きを正としているので, このときの I_c の符号は正になる. この I_c により負荷抵抗で電圧降下が生じ, V_{ce} 波形で示される電圧が発生している. 電流の向きからその V_{ce} 電圧の値は, 負になる.

一方、 I_b が正の領域では、ダイオードは順バイアスになっている。この場合、 I_b は拡散容量とダイオードを通してコレクタに流れ込む。コレクタに流れ込んだ I_c は、コレクタ負荷抵抗に向かって流れるので、その符号は負になる。この I_c により負荷抵抗では、正の V_{ce} 電圧が発生する。一方、 V_{ce} が正になれば、トランジスタは動作し、 I_c の正の方向に電流を流そうとする。ダイオードを介して流れる負の I_c と、トランジスタが動作し、流れる正の I_c とが打ち消し合って平衡状態となり、この領域では、ほとんど I_c が流れなくなっている。したがって一周期での I_c の平均値としては正になり、コレクタオフセット電流が発生していると考えること

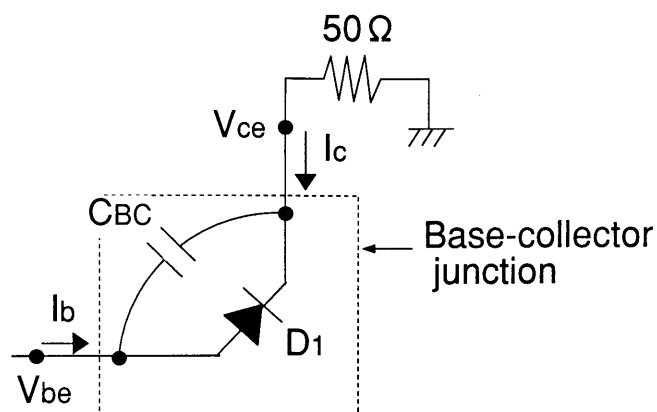


図 3.11 ベース・コレクタ接合の等価回路

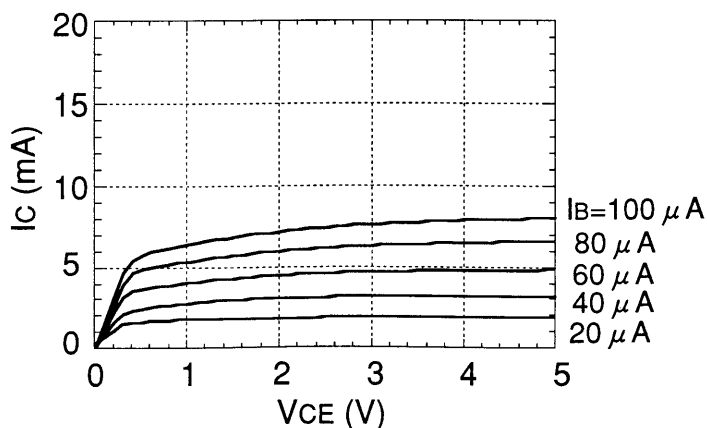


図 3.12 負荷抵抗 0Ω の場合の $V_{CE}-I_c$ 特性
(100MHz, 5dBm の RF 信号をベースから注入)

ができる。

以上の検討から、負荷抵抗によりコレクタ電位の変動が生じ、オフセット電流が発生していることが想定される。つぎにこれを確認するため、負荷抵抗を高周波的に $0\ \Omega$ (Bias-tee のコンデンサ側を GND とショート) にし、100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{CE} - I_c 特性を測定した。

結果を図 3.12 に示す。図 3.2(b) と比較すると、負荷抵抗を $0\ \Omega$ にした場合、コレクタオフセット電流が抑制されていることがわかる。この結果から、先に述べたメカニズムにより、コレクタオフセット電流が発生していることが明らかとなった。

3.4 エミッタから RF 信号を注入した場合の特性変動

本節では、エミッタ端子から RF 信号を注入した場合の DC 特性変動について述べる。測定回路は、図 3.1 に示した回路で、RF 信号の注入箇所をエミッタ側に変更した。ただしこの場合、内部抵抗 50Ω の RF 信号源が、エミッタ端子と GND との間に接続されるため、高周波的には、エミッタ端子の電位は、GND 電位ではないことに注意が必要である。

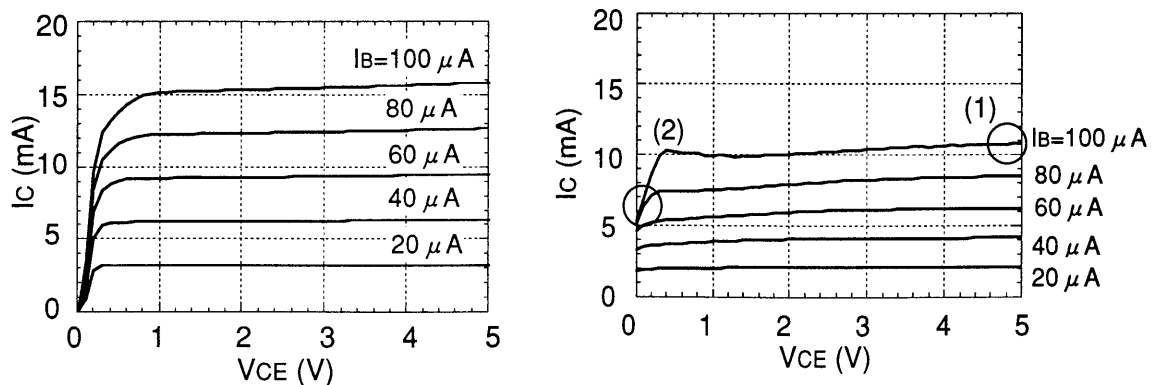
3.4.1 測定結果

100MHz, 5dBm の RF 信号をエミッタから注入した場合の結果を図 3.13 に示す。図からベースから RF 信号を注入した場合と同様につぎの変動が生じることがわかった。

(1) 活性領域で DC コレクタ電流が減少する (図 3.13(b)の(1)で示した点)。

(2) $V_{CE}=0V$ の点でコレクタ電流が発生する (図 3.13(b)の(2)で示した点)。

ベースから注入した場合の結果である図 3.2 と比較すると、(1)のコレクタ電流の減少量は小さいことがわかった。以下では、これらの変動要因について検討する。



(a) RF 信号を注入しない場合

(b) エミッタから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合

図 3.13 npn トランジスタの $V_{CE}-I_C$ 特性の比較

3.4.2 変動要因の検討

(1) 活性領域のコレクタ電流の減少

活性領域の代表点として、 $V_{CE}=5V$ 、 $I_B=100\mu A$ の点を対象とし、この点の変動について解析する。先と同様に 100MHz、5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{ce} 、 V_{be} 、 I_b 、 I_c 波形を観測した。結果を図 3.14 に示す。基準電位となるエミッタから RF 信号を注入しているため、 V_{ce} 、 V_{be} 波形とも大振幅でほぼ同位相で変化している。 V_{ce} は 5V を中心に約 1.2V_{p-p} で変化しているが、いずれも活性領域バイアス内での変化である。そのため V_{be} の変化に応じた I_b が流れ、その結果、図に示すような I_c が流れている。この場合の I_c のピーク値は、約 25mA であり、3.3 節で示したように h_{FE} が飽和する領域まで変化している。この結果から、ベースからの RF 信号注入による活性領域と同様のメカニズムでコレクタ電流が減少していると考えられる。

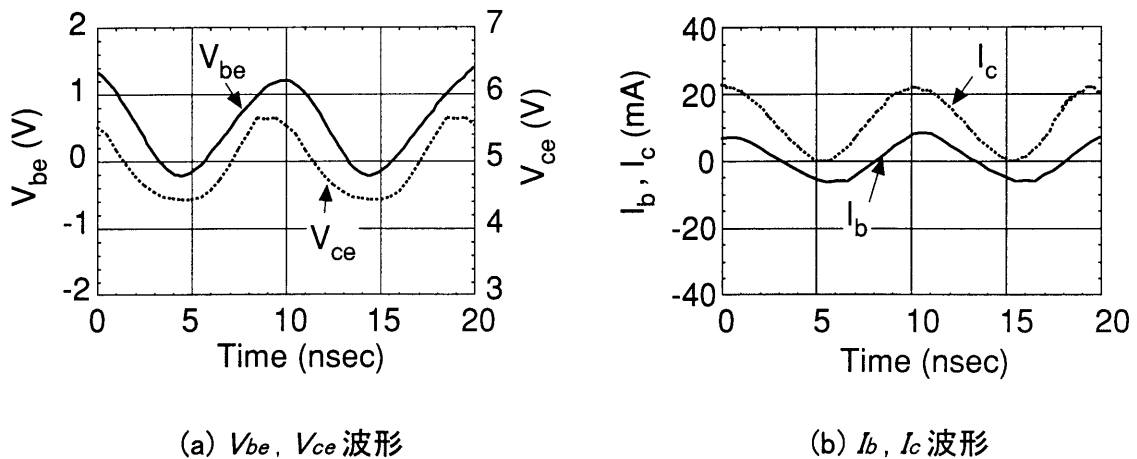


図 3.14 エミッタから 100MHz、5dBm の RF 信号を注入したときの V_{be} 、 V_{ce} 、 I_b 、 I_c 波形 ($V_{CE}=5V$ 、 $I_B=100\mu A$)

(2) $V_{CE}=0V$ の点でのコレクタオフセット電流

つぎに $V_{CE}=0V$ の点でコレクタオフセット電流が流れる要因について検討する。 $V_{CE}=0V$ 、 $I_B=100\mu A$ の点を対象とし、先と同様に 100MHz、5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{ce} 、 V_{be} 、 I_b 、 I_c 波形を観測した。結果を図 3.15 に示す。図から、 V_{ce} 波形が 0V を中心に変化している以外、図 3.14 に示した活性領域の場合と、ほぼ同様の波形であることがわか

る。 V_{be} 波形と V_{ce} 波形は、ほぼ同位相で変化しており、 V_{be} がビルトイン電圧を超える領域では、 V_{ce} も正になっていることがわかる。この領域では、トランジスタが動作し、正のコレクタ電流が流れる。すなわち V_{CE} が $0V$ であっても大振幅の RF 信号注入により、トランジスタとして動作する期間が発生し、コレクタ電流が流れていることがわかった。

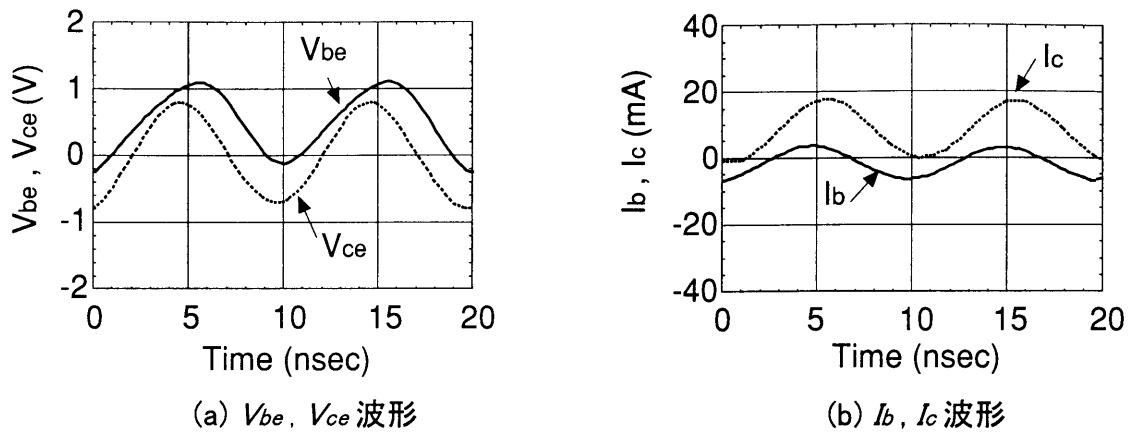


図 3.15 エミッタから $100MHz$, $5dBm$ の RF 信号を注入したときの V_{be} , V_{ce} , I_b , I_c 波形 ($V_{CE} = 0V$, $I_B = 100\mu A$)

3.5 コレクタから RF 信号を注入した場合の特性変動

本節では、コレクタ端子から RF 信号を注入した場合の DC 特性変動について述べる。測定回路は、図 3.1 に示した回路で、RF 信号の注入箇所をコレクタ側に変更した。

3.5.1 測定結果

100MHz, 5dBm の RF 信号をコレクタから注入した場合の結果を図 3.16 に示す。図から $V_{CE} = 0V$ 点でコレクタ電流の発生が観測されるが、活性領域での変化はほとんど見られないことがわかった。以下では、これらについて検討する。

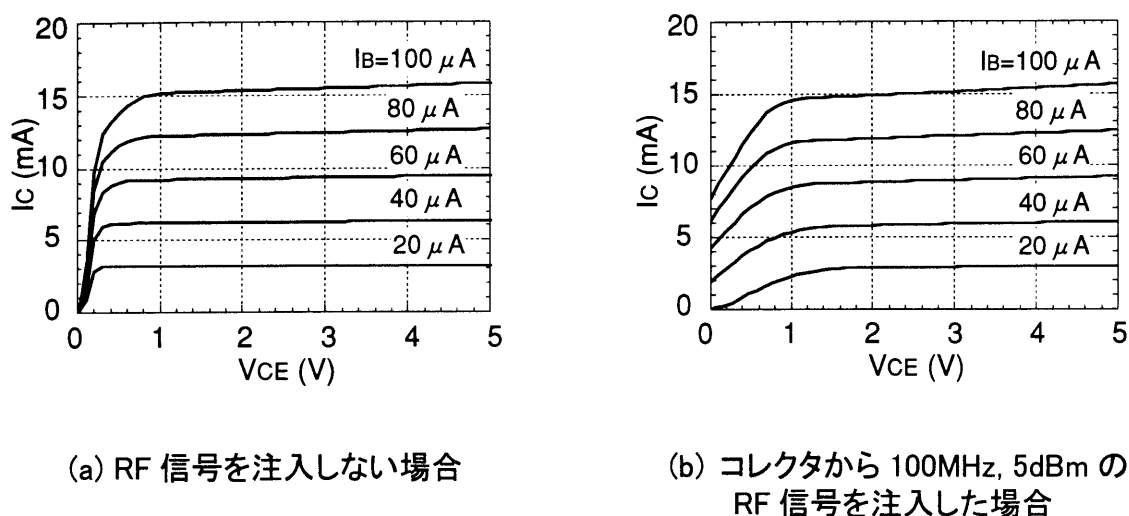


図 3.16 npn トランジスタの $V_{CE}-I_C$ 特性の比較

3.5.2 変動要因の検討

(1) $V_{CE} = 0V$ の点でのコレクタオフセット電流

まず $V_{CE} = 0V$ の点でコレクタオフセット電流が流れる要因について検討する。先と同様に $V_{CE} = 0V$, $I_B = 100 \mu A$ の点を対象とし、100MHz, 5dBm RF 信号を注入した場合の V_{be} , V_{ce} , I_b , I_c 波形を観測した。結果を図 3.17 に示す。コレクタからの RF 信号注入により、 V_{ce} 波形が $0V$ を中心に約 $2.1V_{p-p}$ で変化していること、また V_{be} 波形は V_{ce} 波形とほぼ同相で変化し、その変化は約 $0.8V_{p-p}$ と V_{ce} に比べて小さいことがわかる。このような V_{ce} と V_{be} の

振幅差は、対象とするバイアス点において RF 信号が注入された場合でも CBC に比べて CBE が大きくなっているために生じていると考える。この結果から、エミッタから注入した場合と同様に RF 信号注入により、 V_{ce} が正になる期間が発生し、またこの期間では、 V_{be} も正になるため、トランジスタ動作をして正のコレクタ電流が流れるため、オフセット電流が発生していることがわかった。

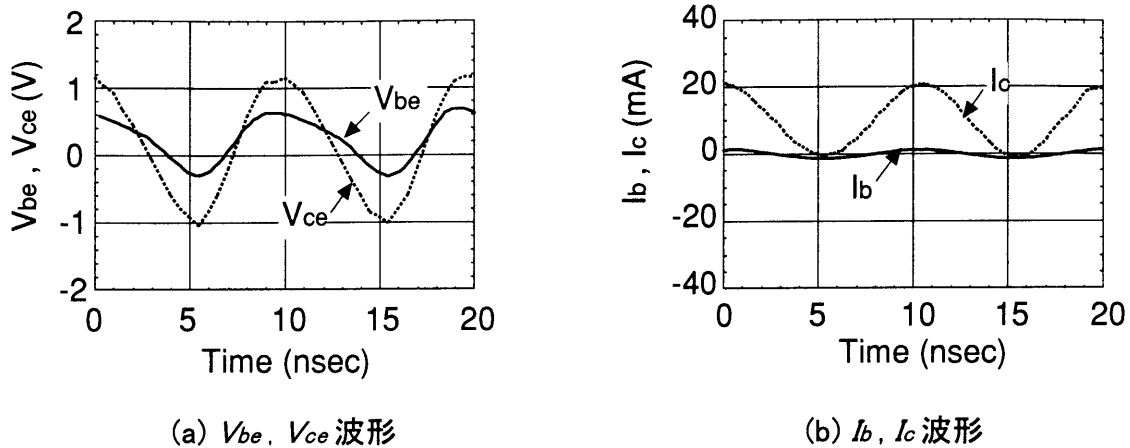


図 3.17 コレクタから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入したときの V_{be} , V_{ce} , I_b , I_c 波形 ($V_{CE}=0V$, $I_B=100\mu A$)

(2) 活性領域においてコレクタ電流が変化しない現象

つぎに活性領域においてコレクタ電流がほとんど変化しない現象について検討する。先と同様に $V_{CE}=5V$, $I_B=100\mu A$ の点を対象とし、100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{ce} , V_{be} , I_b , I_c 波形を観測した。結果を図 3.18 に示す。図より V_{ce} 波形は、5V を中心に約 3V_{p-p} で変化しているが、 V_{be} 波形はほとんど変化せず、その結果、 I_b もほとんど変化していないことがわかる。このため I_c の変化は小さく、その平均値としては RF 信号を注入していない場合と変わらない。すなわちコレクタから RF 信号を注入した場合、コレクタ電流が変化しないのは、 V_{be} 波形の振幅が抑制されているためであることがわかった。この V_{be} 波形の振幅が抑制されているのも CBC に比べて CBE が大きくなっていることから説明できる。

トランジスタは回路中では、主に活性領域で使用される。以上の結果から、活性領域でのコレクタ電流の変化に着目すると、 V_{be} の変動が大きくなるベースまたはエミッタから RF 信号が注入された場合に、コレクタ電流が大きく変化することがわかった。またコレクタから RF 信号が注入された場合には、ほとんど特性変動が観測されないことがわかった。このことから回路中においては、バイポーラトランジスタのベースまたはエミッタに RF 信号が加わる箇所に着目して誤動作解析すべきであるという指針が得られた。

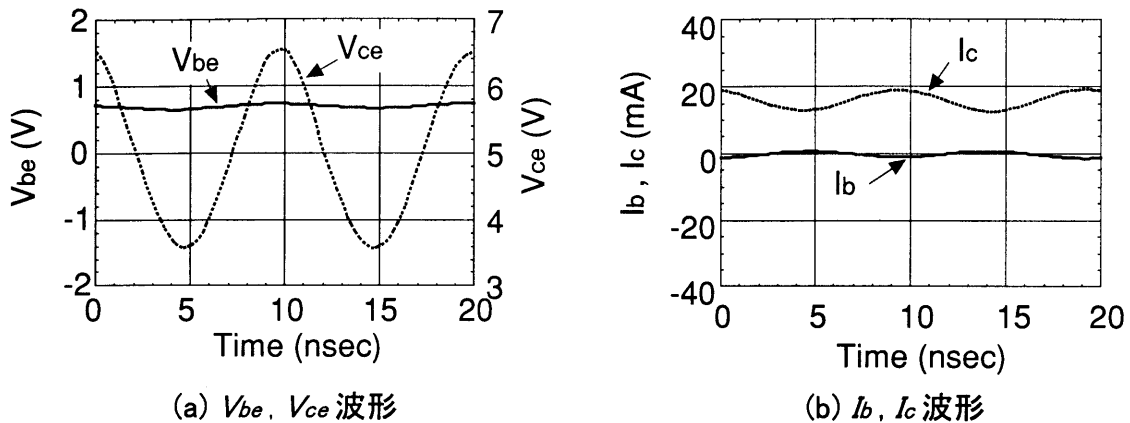


図 3.18 コレクタから 100MHz, 5dBm の RF を注入したときの V_{be} , V_{ce} , I_b , I_c 波形 ($V_{CE} = 5V$, $I_B = 100 \mu A$)

3.6 まとめ

汎用バイポーラトランジスタのベース、エミッタ、コレクタの各端子からトランジション周波数以上でかつ大振幅の RF 信号を注入した場合の DC 特性変動を測定し、その変動要因について検討した。得られた結果はつぎのとおりである。

- (1) ベースからの RF 信号注入により、活性領域でのコレクタ電流が減少し、 $V_{CE} = 0V$ の点でコレクタオフセット電流が流れるような変動を生じた。
- (2) この変動量は、注入する RF 信号のパワーの増加とともに大きくなり、また周波数の増加に伴い小さくなった。
- (3) 活性領域でのコレクタ電流の減少は、RF 信号注入によるベース・エミッタ間電圧の大

きな変化により、ベース電流も大きく変化し、その結果、コレクタ電流が飽和領域まで変化することによって引き起こされている。

(4) $V_{CE} = 0V$ でのコレクタオフセット電流は、コレクタに接続した負荷抵抗の電位変動により、コレクタ電流が正方向のみ流れるため生じている。

(5) エミッタから RF 信号を注入した場合もベースから注入した場合と同様に活性領域でのコレクタ電流が減少し、 $V_{CE} = 0V$ においてもコレクタオフセット電流が流れる。

(6) 活性領域でのコレクタ電流の減少は、上記(3)と同様のメカニズムで引き起こされている。

(7) $V_{CE} = 0V$ でのコレクタオフセット電流は、RF 信号の注入により、ベース・エミッタ間電圧とベース・コレクタ間電圧がほぼ同位相で変化し、両者が正となるトランジスタの動作期間が発生するために流れる。

(8) コレクタから RF 信号を注入した場合、 $V_{CE} = 0V$ でコレクタオフセット電流が流れる。また活性領域でのコレクタ電流の変化は観測されなかった。

(9) $V_{CE} = 0V$ でのコレクタオフセット電流の発生は、上記(7)と同様のメカニズムで発生している。

(10) 活性領域においてコレクタ電流が変化しないのは、対象とするバイアス点では、RF 信号が注入された場合でもベース・コレクタ間容量に比べてベース・エミッタ間容量が大きくなっており、コレクタからの RF 信号注入によってベース・エミッタ間電圧が、ほとんど変化しないためである。

第 3 章の参考文献

- [1] C.E.Larson and J.M.Roe, "A Modified Ebers-Moll Transistor Model for RF Interference Analysis", IEEE Trans. EMC, vol. EMC-21, no.4, pp.283-290, Nov.1979.
- [2] C.K.Liu, "RF interference effects on PIN Photodiodes", IEEE Trans. EMC, vol. 37, no.4, pp.589-592, Nov.1995.
- [3] M.L.Forcier and R.E.Richardson, "Microwave-Rectification RFI response in field-effect transistors," IEEE Trans. EMC, vol. EMC-21, no. 4, pp. 312-315, Nov. 1979.

- [4] R.E.Richardson, V.G.Puglielli and R.A.Amadori, "Microwave Interference Effect in Bipolar Transistors", IEEE Trans. EMC.vol.EMC-17, no.4, pp.216-219, Nov.1975.
- [5] R.E.Richardson "Modeling of low-level rectification RFI in bipolar circuitry", IEEE Trans. EMC, vol.EMC-21, no.4, pp.307-311, Nov. 1979.
- [6] U.Fermi, A.Fiumara, G.Rossi, "An innovative mathematical model of RF-induced quiescent point shift in a BJT", IEEE Trans. EMC, vol.38, no.3, pp.244-249, Aug. 1996.
- [7] 服部佳晋, 加藤貴敏, 只野博, "大振幅 RF 印加によるバイポーラトランジスタの DC 特性変動の一検討", 信学論(B-II), vol. J-79-B-II, no.11, pp.797-804, Nov. 1996.
- [8] 東芝小信号トランジスタデータブック, pp.389-391.
- [9] HP VEE マニュアル, ヒューレットパッカード社, 1995.
- [10] 柳井 久義,永田 穰, "集積回路工学(1)", pp.152-153, コロナ社, 1979.
- [11] H.N.Ghosh,"A distributed model of the junction transistor and its application in the prediction of the emitter-base pulse response of the device", IEEE Trans. Electron Device, vol.ED-12, pp.513-531, Oct. 1965.
- [12] D.D.Tang,"Switch-on transient of shallow-profile bipolar transistors", IEEE Trans. Electron Device, vol.ED-32, pp.2224-2226, Nov. 1985.

第4章 RF 信号注入による MOSFET の DC 特性変動

4.1 まえがき

電波による IC の DC 出力電圧の変動は、回路中に用いられている非線形素子の DC 特性が変化することによって生じている。そのため IC で用いられている非線形素子に混入する電波の代わりに高い周波数でかつ大振幅の RF 信号を注入した場合の DC 特性変動を評価し、その変動要因について解析しておくことが重要である。

アナログ IC では、バイポーラトランジスタが中心に用いられているが、低入力バイアス電流を特徴としたオペアンプでは、MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)で構成されたものもある。またデジタル IC では、ほとんどが MOSFET で構成される。

本章では、MOSFET を対象とし、ゲート、ドレイン、ソース、基板の各端子から大振幅の RF 信号を注入した場合の DC 特性変動を評価し、その変動要因について検討する[1]。MOSFET に対し、このような RF 信号注入による DC 特性変動を評価、解析した報告は、これまでにまだない。

4.2 試料と測定回路

対象とした MOSFET は、n-channel MOSFET(以後 nMOS と略記)である。今回、ゲート長 L 、ゲート幅 W の比が異なる $W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$ 、 $50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ の 2 種類の nMOS を評価した。対象とした nMOS は、いずれも酸化膜厚は 25nm、しきい値電圧は 0.84V である。

評価した DC 特性は、ソース接地での V_D - I_D 特性である。図 4.1 に nMOS のゲートから RF 信号を注入した場合の測定回路を示す。DC ゲート電圧 V_G 、DC ドレイン電圧 V_D の印加および DC ドレイン電流 I_D の測定は、半導体パラメータアナライザ(HP 社製: 4155A)を用いて行った。RF 信号は、Bias-tee を用いて V_G に重畳した。注入した RF 信号の周波数は 100MHz から 2GHz、パワーは -5dBm から 10dBm とした。なお今回設定した RF 信号パワーは、前章までと同様、実際にゲートに加わるパワー P_{in} であり、ゲートへの入射パワー P_f

から反射パワー P_r を引いた値である. 本実験もこの P_{in} を一定として V_D - I_D 特性の変化を評価した.

また測定回路においてドレイン側にも Bias-tee を接続した. これのインダクタ側には V_D 電源を接続し, ゲートからドレインにリークした RF 信号による V_D 電源への影響を防止した. またコンデンサ側には, $50\ \Omega$ の負荷抵抗を接続した.

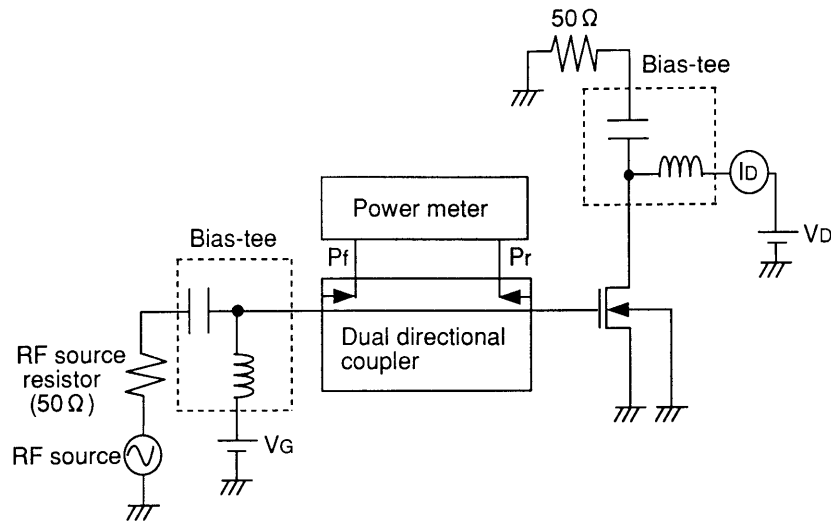


図 4.1 測定回路

4.3 ゲートから RF 信号を注入した場合の特性変動

4.3.1 測定結果

100MHz, 5dBm の RF 信号をゲートから注入した場合の V_D - I_D 特性を測定した. 図 4.2 に $W/L=50\ \mu\text{m}/50\ \mu\text{m}$ の特性を, 図 4.3 に $W/L=50\ \mu\text{m}/2\ \mu\text{m}$ の特性を示す. 図より RF 信号の注入により, 以下のような特性変動を生じることがわかった.

- (1) 飽和領域で DC ドレイン電流 I_D が増加する (図 4.2 の(1)で示した点).
- (2) 線形領域で I_D が変化する (図 4.2 の(2)で示した点).
- (3) $V_D=0\text{V}$ 付近で負の I_D が発生する (図 4.2 の(3)で示した点).

(1), (2)の現象は, 評価した 2 種類の nMOS すべてにおいて観測された. また(3)の現象は, $W/L=50\ \mu\text{m}/2\ \mu\text{m}$ の nMOS では観測されなかった.

つぎに $W/L=50\ \mu\text{m}/50\ \mu\text{m}$ の nMOS を対象とし, ゲートから RF 信号を注入した場合の

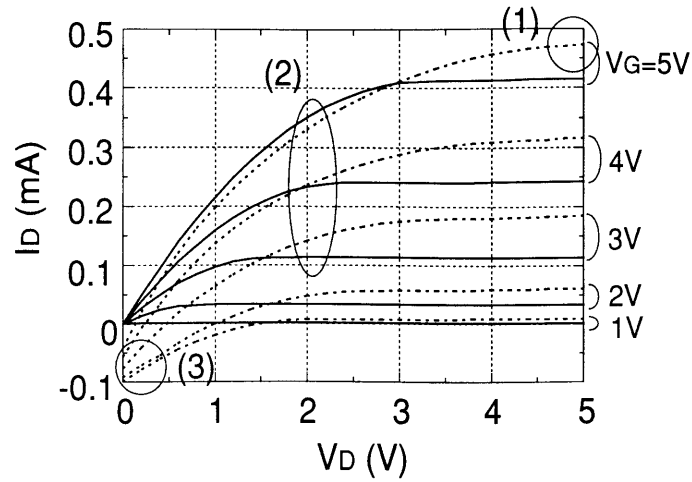


図 4.2 MOSFET($W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$)の V_D - I_D 特性の比較
(実線:RF 信号注入なしの場合, 破線:RF 信号(100MHz, 5dBm)をゲートから注入した場合)

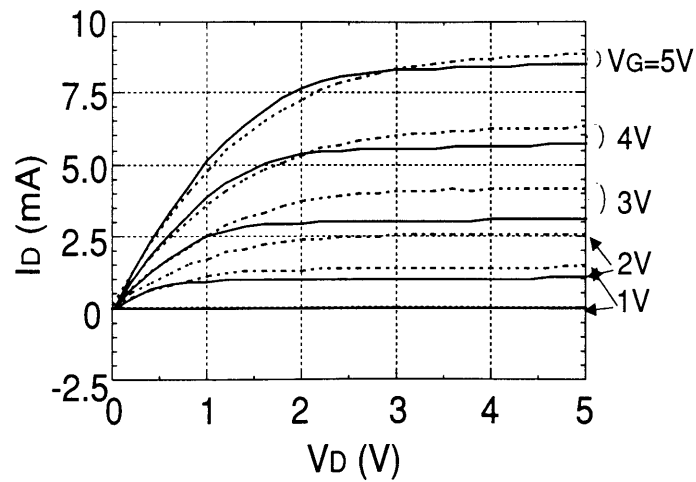


図 4.3 MOSFET($W/L=50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$)の V_D - I_D 特性の比較
(実線:RF 信号注入なしの場合, 破線:RF 信号(100MHz, 5dBm)をゲートから注入した場合)

ドレイン電流 I_D の RF 信号パワー依存性について調べた. MOS は, 回路中では一般に飽和領域で動作させる. ここでは飽和領域の代表点として $V_G=5\text{V}$, $V_D=5\text{V}$ の点を対象とし, 周波数を 100MHz, パワーを -5dBm から 10dBm まで変化させた場合の I_D を測定した. 結

果を図 4.4 に示す. 図中 no RF の点は, RF 信号を注入しない場合の I_D の値を示している. 図より, 注入する RF 信号パワーの増加に伴い, I_D も増加していることがわかる. MOS は電圧駆動であるため, I_D の変動量は, ゲートでの RF 信号の電圧振幅に依存している. ゲートでの RF 信号の電圧振幅は, RF 信号パワーとゲートの入力インピーダンスによって決定される. ゲートの入力インピーダンスは, ほぼゲートの入力容量によるインピーダンスである. またゲートの入力容量は, ゲート酸化膜容量とゲート直下のシリコン表面の空乏層容量との直列容量で表される. 図 4.4 の実験では, 最大 RF 信号パワー 10dBm を注入した場合でもゲート電圧 V_{gs} 波形の最小ピークの値は約 1V であり, しきい値電圧よりも高くなっていることを確認している. したがって本実験の範囲では, 常に MOS の反転層が形成されており, シリコン表面の表面空乏層容量は一定となっている. またゲート酸化膜容量もバイアス依存性がないため, ゲート入力容量は常に一定となり, 入力インピーダンスは一定であると考えられる. したがって RF 信号パワーの増加に伴い, ゲートにおける RF 信号電圧振幅が大きくなり, 図のような特性になったものと考えられる.

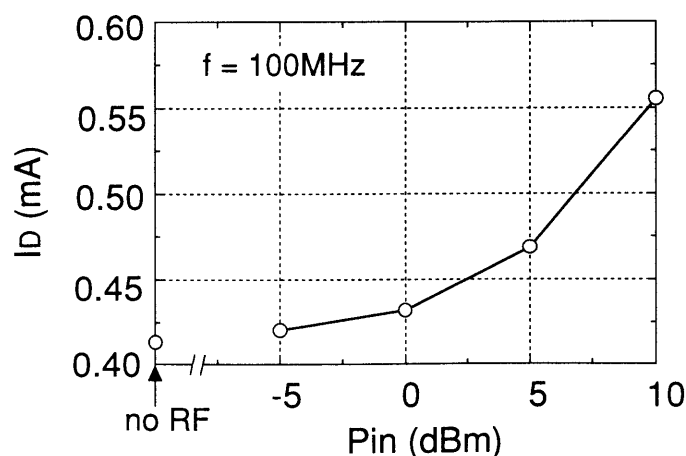


図 4.4 I_D の RF 信号パワー依存性 ($f=100\text{MHz}$)

つぎに同じバイアス点の I_D の RF 信号周波数依存性について調べた. ここでは RF 信号パワーを 10dBm 一定とし, 周波数を 100MHz から 2GHz まで変化させた場合の I_D の変化を測定した. 結果を図 4.5 に示す. 図より, RF 信号の周波数増加に伴い, I_D の変化量は減少することがわかった. ゲートの入力インピーダンスは, ほぼゲート入力容量のインピーダ

ンスであるので、周波数の増加に伴い、入力インピーダンスは小さくなる。その結果、RF 信号電圧の振幅も小さくなり、変動は小さくなっていると考えられる。なおもう一種類の nMOS もこれらと同様の傾向が観測された。

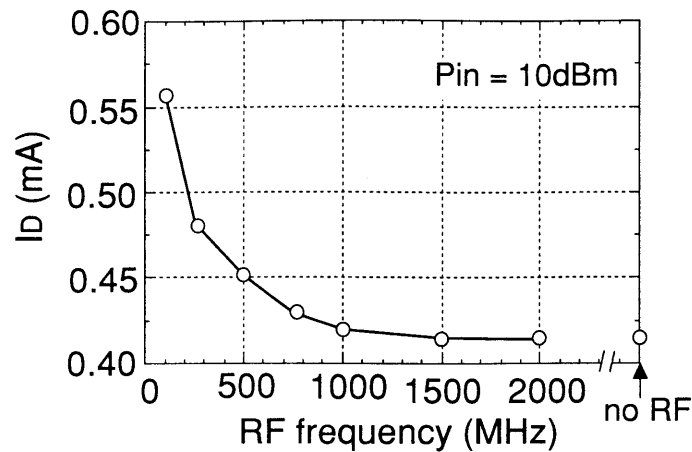


図 4.5 I_D の RF 信号周波数依存性 ($P_{in} = 10\text{dBm}$)

4.3.2 変動要因の検討

以下では、ゲートから RF 信号を注入した場合に観測された $V_D - I_D$ 特性の三つの変動の要因について検討する。

(1) 飽和領域のドレイン電流 I_D の増加

ここでは、 $W/L=50\ \mu\text{m}/50\ \mu\text{m}$ の nMOS を対象として飽和領域でのドレイン電流 I_D の増加要因について検討する。まず 100MHz, 5dBm の RF 信号をゲートから注入した場合の V_{gs} 波形をデジタルオシロスコープを用いて観測した。観測箇所は、IC パッケージのゲート端子(ピン)である。バイアス点は、 $V_G=5\text{V}$, $V_D=5\text{V}$ とした。結果を図 4.6 に示す。図より 5dBm の RF 信号を注入した場合、 V_{gs} 波形は 5V を中心に 5.1V_{p-p} でほぼ正弦波的に変化していることがわかった。またこの場合、他の端子の電位変動は、ほとんど観測されなかった。

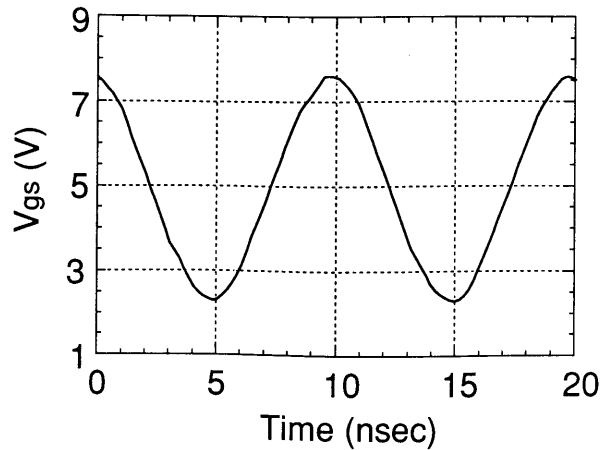


図 4.6 ゲートから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{gs} の観測波形 ($V_G=5V$, $V_D=5V$)

この結果から、飽和領域の DC ドレイン電流 I_D 増加のメカニズムについて検討する。飽和領域のドレイン電流 I_D は、(4.1)式[2]で表されるように V_G の 2 乗に比例する。

$$I_D = m \frac{W}{L} \mu C_{ox} (V_G - V_T)^2 \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

m : チャネルのドーピング濃度によって決まる定数

μ : チャネルの電子移動度, C_{ox} : ゲート酸化膜容量, V_T : しきい値電圧

また図 4.7 に V_D を 5V 一定とした場合の nMOS の V_G - I_D 特性の実測結果を示す。図 4.6 の結果から、 $V_G=5V$ の点では V_{gs} 波形は約 $5V_{p-p}$ で正弦波的に変化する。この V_{gs} 波形に対して流れるドレイン電流 I_d は、図 4.7 に示したように動作点において非対称に変化している。この I_d の平均値が、このバイアス点での DC ドレイン電流になる。このように I_d が動作点において非対称に変化することにより、その平均値は、RF 信号を注入しない場合の値 I_{D1} から I_{D1}' に増加する。これが飽和領域での DC ドレイン電流が増加するメカニズムであると考えられる。評価した nMOS において $5.1V_{p-p}$ の RF 信号が注入された場合の I_d の平均値 \bar{I}_d を(4.2)式により求めてみると、RF 信号を注入しない場合の I_D が $0.41mA$ であるのに対し、RF 信号注入により約 $0.49mA$ となり、図 4.2 に示した実測結果とほぼ一致することがわかった。

$$\bar{I}_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} m \frac{W}{L} \mu C_{ox} (V_G + 5.1 \sin x - V_T)^2 dx \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

このような現象は、 V_G が小さい場合も同様であると考える。 $V_G = 1V$, $V_D = 5V$ の点の V_{gs} 波形も同様に観測してみると、 $1V$ を中心に $5.4V_{p-p}$ で正弦波的に変化していた。 $V_{gs} - V_T$ の値が負になる領域では、MOSFETはカットオフし、 I_d は流れない。したがって(4.2)式の積分範囲を I_d が流れる領域に変更して計算すると、約 $0.01mA$ となり、この場合もほぼ実測結果に一致した。

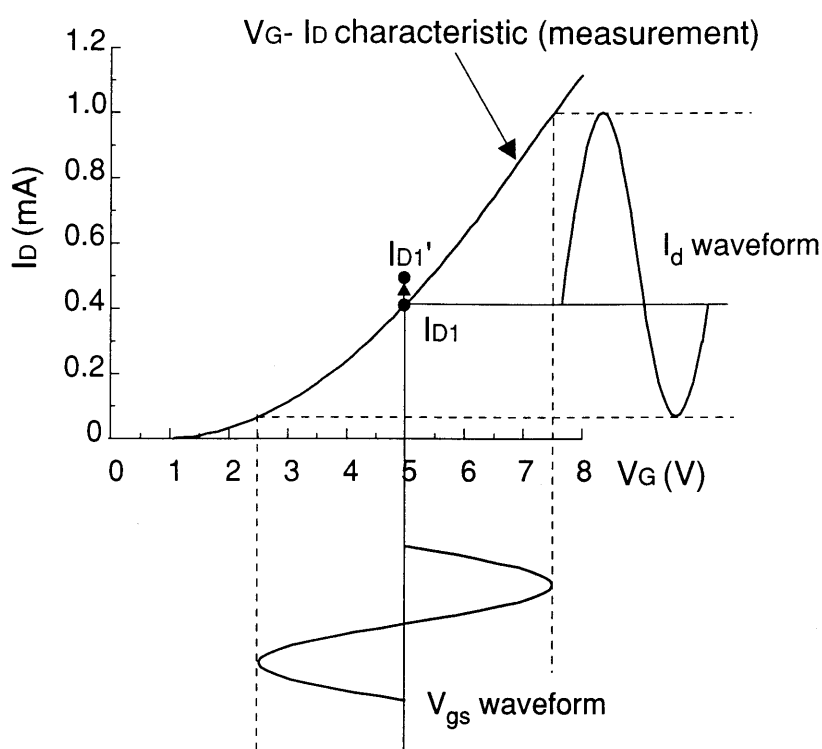


図 4.7 飽和領域での DC ドレイン電流のメカニズム

(2) 線形領域での I_D の変化

つぎに線形領域での I_D の変化について検討する。図 4.2 から $V_D = 2V$ の点での線形領域を対象とすると、 V_G が $3V$ の場合、RF 信号注入により、 I_D は増加するが、 $V_G = 5V$ の場合では、逆に減少した。ここでは、これらのバイアス点での変化を対象として検討する。

$W/L = 50/50 \mu m / 50 \mu m$ の MOS において、 $V_D = 2V$ を与えた場合の $V_G - I_D$ 特性を測定した。その結果を図 4.8 に示す。また $100MHz, 5dBm$ の RF 信号を注入した場合の $V_G = 5V$

の点での V_{gs} 波形を観測してみると、 $4.8V_{p-p}$ で正弦波的に変化していることがわかった。この場合、 V_{gs} は、図中に示すようにほぼ線形領域で変化する。実際の MOS では、ゲート電圧が高くなると反転層のキャリアがシリコンとゲート酸化膜界面近傍に押しつけられ、キャリアの実効移動度が低下し、図 4.8 に示すようにドレイン電流は、やや上に凸の曲線になる。この影響は、 V_D が小さいほど大きくなる。この特性のため、 $V_G = 5V$ の場合、 V_{gs} の変化に対する I_d の変化の平均値は、RF 信号を注入しない場合のドレイン電流の値 I_{D2} から I_{D2}' に減少していると考えられる。

一方、 $V_G = 3V$ の点では、同様の RF 信号注入により、 V_{gs} 波形 は $5.2V_{p-p}$ で変化していた。この場合、飽和領域での変動で述べたのと同じように I_d が増加することが理解できる。ただしこの場合、 I_d 波形は飽和領域から線形領域に渡って変化し、この電流の平均値が I_d の変化分になる。

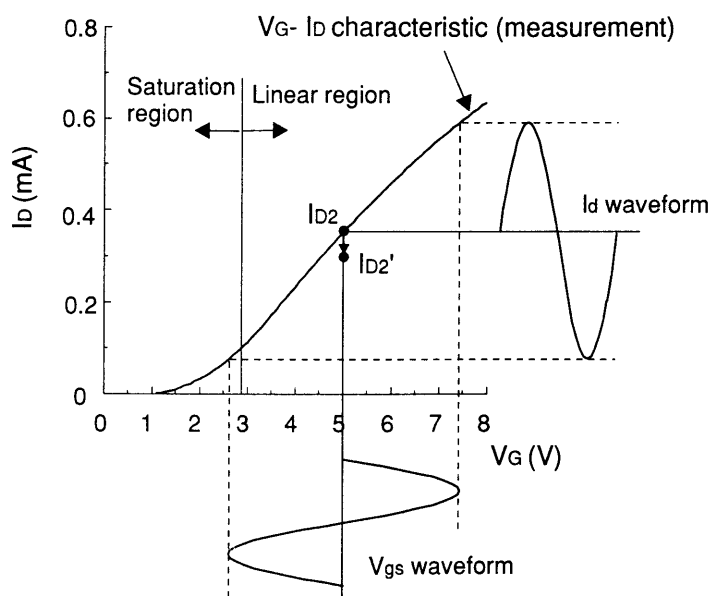


図 4.8 線形領域での DC ドレイン電流減少のメカニズム

(3) $V_D = 0V$ 付近での負の I_d の発生

つぎに $V_D = 0V$ 付近において負の I_d が発生する要因について $V_G = 1V$, $V_D = 0V$ の点を対象として検討した。 $W/L = 50 \mu m / 50 \mu m$ の nMOS において $100MHz, 5dBm$ の RF 信号を

ゲートから注入した場合の上記バイアス点での V_{gs} 波形を観測した. 図 4.9 にその結果を示す. この場合, V_{gs} 波形は, $5.2V_{pp}$ で変化していた. I_D の符号は, ドレインに流れ込む方向を正としているので, 負の I_D は, ドレインから外部回路に電流が流れ出すことを示している. 図 4.10 に nMOS の断面図を示す. 図から負の I_D が流れるためには, 基板(Bulk)-ドレイン間にできる寄生ダイオードの順方向電流が流れなければならない. この可能性の一つとして, ゲートからの RF 信号注入により, ゲート-ドレイン間の重なり容量 C_{GD} を介して, ドレイン電圧が負になり, 寄生ダイオードの順方向電流が流れることについて検討した.

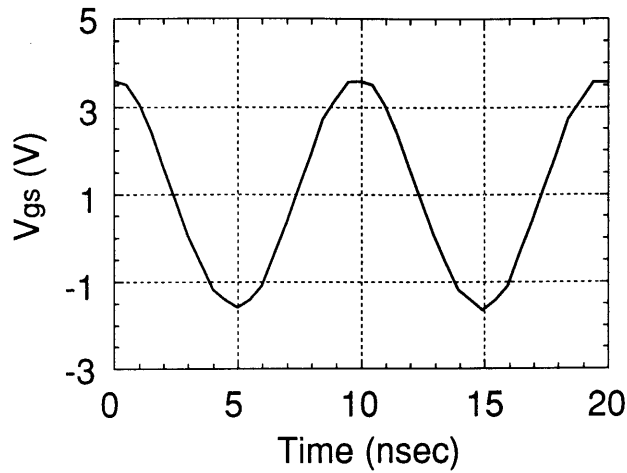


図 4.9 ゲートから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{gs} の観測波形 ($V_G=1V$, $V_D=0V$)

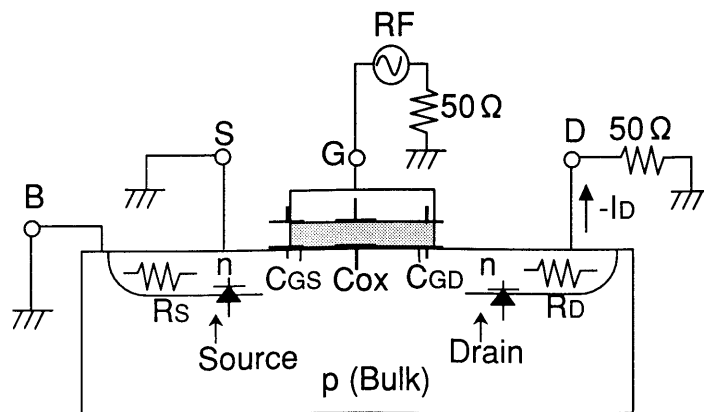


図 4.10 nMOSFET の断面図

$W/L=50\ \mu\text{m}/50\ \mu\text{m}$ の nMOS のゲート-ドレイン間の重なり容量 C_{GD} を見積もると、 7.1fF であった。このことから C_{GD} のインピーダンスは極めて高く、図 4.9 に示す RF 信号の注入によって、 C_{GD} を介してドレイン電圧は、ほとんど変動しない。

一方、この nMOS のゲート酸化膜容量 C_{ox} は、 3.51pF であった。したがってゲートから注入された RF 信号は、ほとんど C_{ox} を介して流れていると考える。しかし図 4.10 においてドレイン直下の基板の電位が理想的に GND である限り、基板-ドレイン間ダイオードの順方向電流は流れない。負の I_D が流れるためには、なんらかの影響で基板の電位が上昇していなければならない。この電位上昇を引き起こす原因として、基板の寄生抵抗 R_B の可能性を検討した。 R_B は、基板の GND コンタクトからドレイン直下までの抵抗成分である。 $W/L=50\ \mu\text{m}/50\ \mu\text{m}$ の nMOS の R_B を基板電位のコンタクト位置とシート抵抗から見積もる [3] と、約 $1.2\text{k}\Omega$ になる。したがって図 4.10 の断面図の nMOS の高周波等価回路は、図 4.11 のようになる。この等価回路において図 4.9 に示す電圧振幅をもつ RF 信号を与えた場合、負の I_D が流れることを回路シミュレーションから確認できた。以上のことから、 $V_D=0\text{V}$ 付近では、ゲートから注入した RF 信号が、ゲート酸化膜容量 C_{ox} と基板の寄生抵抗 R_B により分圧され、基板-ドレイン間の寄生ダイオードの順方向電流が流れることにより、負の I_D が発生していると考えられることができる。

したがって、ゲート面積を小さくすれば C_{ox} のインピーダンスが大きくなるため、ドレイン

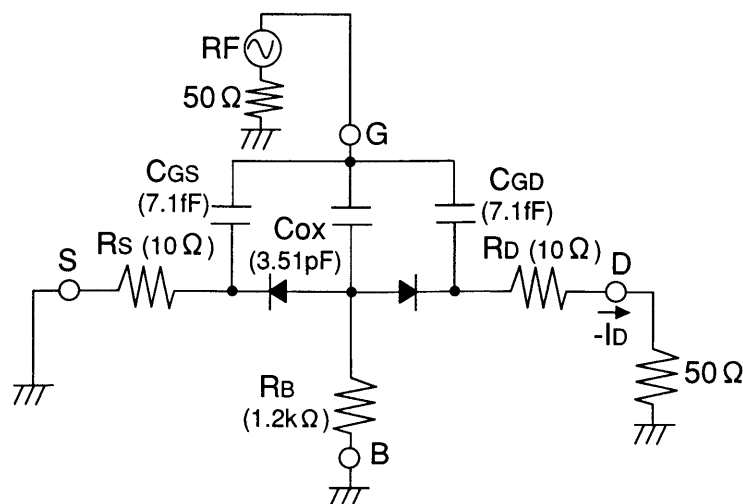


図 4.11 nMOSFET ($W/L=50\ \mu\text{m}/50\ \mu\text{m}$) の高周波等価回路

直下の基板電位の変動が抑えられ、負の I_D が流れなくなることが予想される。 $W/L=50\ \mu\text{m}/2\ \mu\text{m}$ の nMOS では、 C_{ox} は 0.11pF 、 R_B は約 $1.4\text{k}\Omega$ になる。これを図 4.11 の回路に入れてシミュレーションすると、 I_D はほとんど流れないことがわかった。この結果は、先に示した図 4.3 の結果に一致しており、負の I_D が、上記に示した要因で発生していることが明らかとなった。

実際のアナログ IC やデジタル IC では、 L が $1\ \mu\text{m}$ 以下、 W は数 μm から数十 μm 程度の MOS が多く用いられる。したがってゲートから注入された RF 信号に対する誤動作としては、先に述べた飽和領域および線形領域でのドレイン電流の変化が主になると考える。

4.4 ドレインから RF 信号を注入した場合の特性変動

4.4.1 測定結果

100MHz, 5dBm の RF をドレインから注入した場合の V_D - I_D 特性の測定結果を図 4.12($W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$)と, 図 4.13($W/L=50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$)に示す. 図からドレインへの RF 信号の注入により, 対象としたトランジスタいずれも $V_D=0\text{V}$ 付近で大きな負の I_D の発生

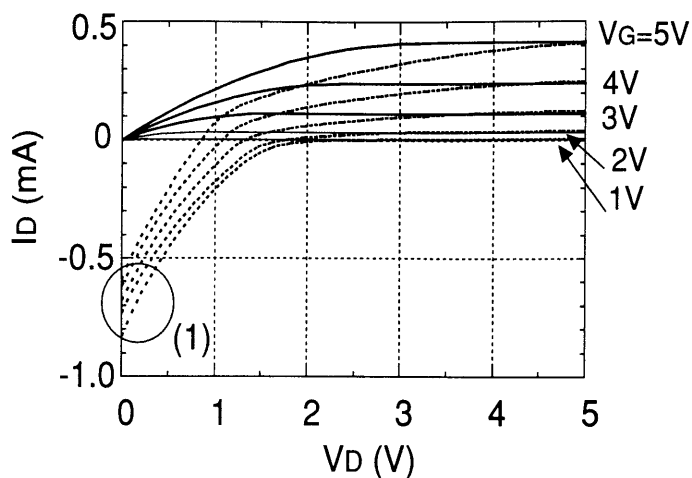


図 4.12 nMOSFET($W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$)の V_D - I_D 特性の比較
(実線: RF 信号注入なしの場合, 破線: RF 信号(100MHz, 5dBm)をドレインから注入した場合)

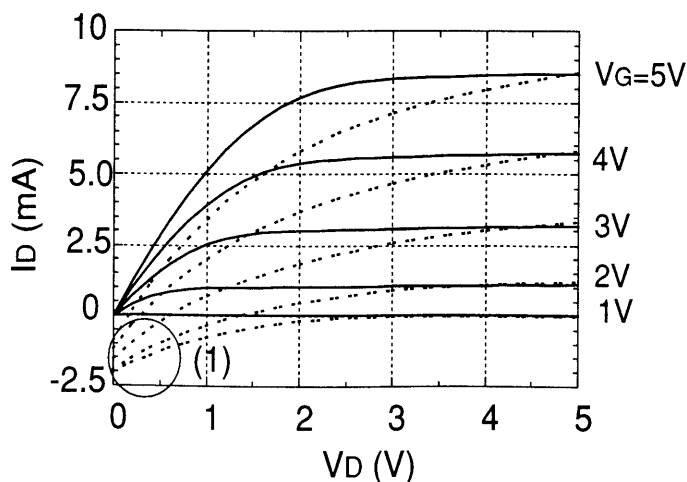


図 4.13 nMOSFET($W/L=50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$)の V_D - I_D 特性の比較
(実線: RF 信号注入なしの場合, 破線: RF 信号(100MHz, 5dBm)をドレインから注入した場合)

(図 4.12, 図 4.13 の(1)の点)が観測された。また飽和領域での I_D の変化は観測されなかった。これはすでに述べた(4.1)式から、飽和領域では I_D が V_D 依存性を持たないことから説明できる。

4.4.2 変動要因の検討

つぎに $V_D=0V$ 付近で、大きな負の I_D が発生する要因について図 4.12 の $V_G=1V$, $V_D=0V$ の点の対象として検討した。図 4.12 の RF 信号注入時の上記バイアス点の V_{ds} 波形をデジタルオシロを用いて観測した。観測箇所は、IC パッケージのドレインピンである。結果を図 4.14 に示す。 V_{ds} 波形は、約 $4.5V_{p-p}$ でほぼ正弦波的に変化していた。またこの場合、ドレイン端子以外の端子の電位変動は、ほとんど観測されなかった。

$V_D=0V$ の点で図 4.14 に示す RF 信号がドレインから注入された場合、すでに述べた基板-ドレイン間に形成される寄生ダイオードにおいて、ビルトイン電圧よりも V_{ds} が低くなる領域(約 $-0.7V$ 以下)では順方向電流が流れる。この電流は負の I_D になる。一方、 V_{ds} が正になる領域では、MOSFET として動作し、正の I_D を流す。それ以外の領域では、 I_D は流れない。トランジスタ動作によって流れる正の I_D に比べ、寄生ダイオードの順方向電流による負の I_D の方が大きいと、その平均としては負の I_D が流れていると考える。

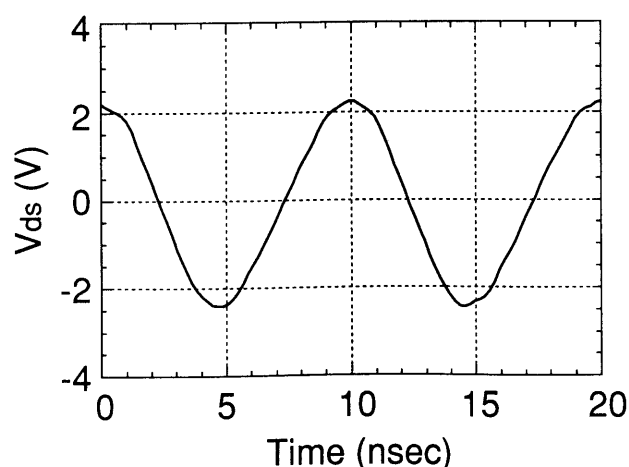


図 4.14 ドレインから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{ds} の観測波形 ($V_G=1V$, $V_D=0V$)

4.5 基板から RF 信号を注入した場合の特性変動

4.5.1 測定結果

100MHz, 5dBm の RF 信号を基板端子から注入した場合の V_D - I_D 特性を測定した. 図 4.15 に $W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$ の特性を, 図 4.16 に $W/L=50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ の特性を示す. 図より RF 信号注入により, 測定した全領域に渡り, I_D が増加することがわかった. 図 4.16 では, $V_D=0\text{V}$ の点において正の I_D が流れていることがわかりにくい, 図 4.15 とほぼ同じ値の I_D が流れている. 以下では, これをつぎのふたつの現象に分けて検討する.

- (1) $V_D=0\text{V}$ の点において正のドレイン電流 I_D が流れる現象
- (2) それ以外の領域で, I_D が増加する現象

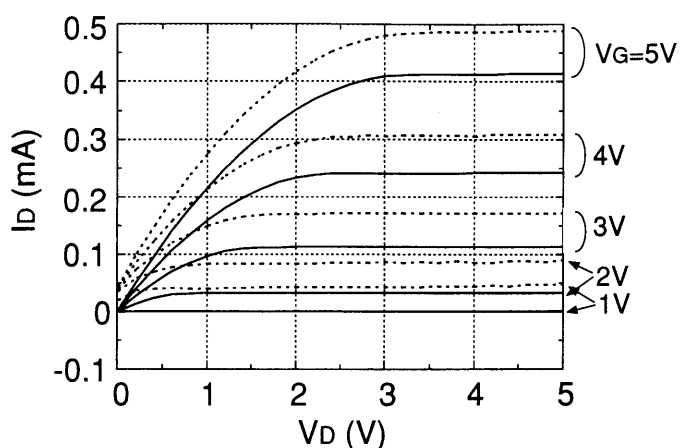


図 4.15 nMOSFET($W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$)の V_D - I_D 特性の比較
(実線: RF 信号注入なしの場合, 破線: RF 信号(100MHz, 5dBm)を基板端子から注入した場合)

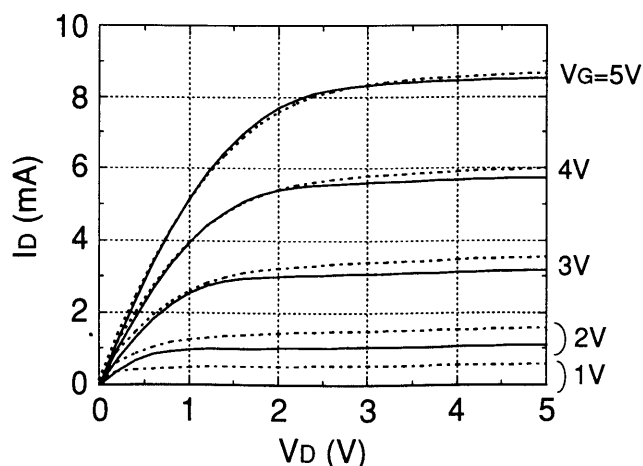


図 4.16 nMOSFET($W/L=50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$)の V_D - I_D 特性の比較
(実線: RF 信号注入なしの場合, 破線: RF 信号(100MHz, 5dBm)を基板端子から注入した場合)

4.5.2 変動要因の検討

(1) $V_D = 0V$ の点で正の I_D が流れる現象

この現象について検討するため、図 4.15 の $V_G = 1V$, $V_D = 0V$ の点を対象として、100MHz, 5dBm の RF 信号を基板端子から注入した場合の基板端子電圧 V_{bs} 波形を観測した。結果を図 4.17 に示す。この場合、0V を中心に約 2.9V_{p-p} で正弦波状に V_{bs} が変動していた。また nMOS の基板端子から RF 信号を注入した場合の回路構成を図 4.18 に示す。この場合、ドレイン、基板、ソースによって寄生 npn トランジスタが形成されており、これのベースから RF 信号が注入されたことと等価になっていることがわかる。このことから $V_D = 0V$ の点において正の I_D が流れる現象のメカニズムは、第 3 章で述べたバイポーラトランジスタのベー

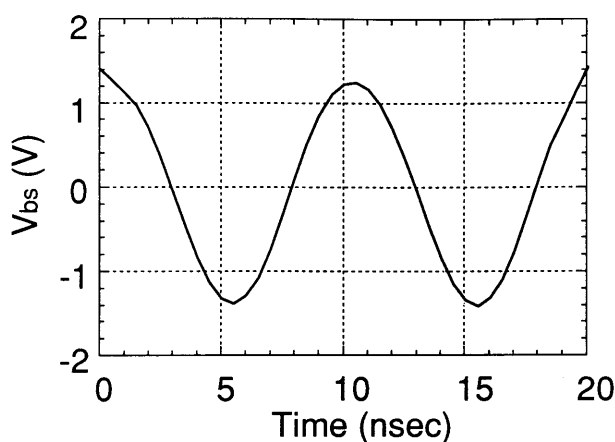


図 4.17 基板から 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_{bs} の観測波形 ($V_G = 1V$, $V_D = 0V$)

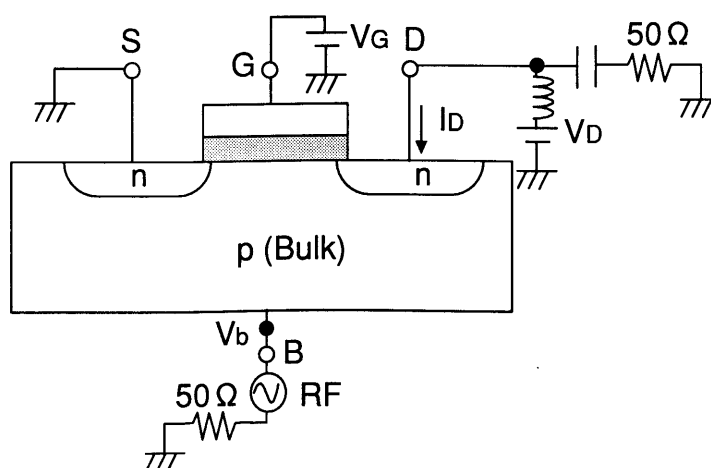


図 4.18 nMOSFET の基板端子から RF 信号を注入した場合の回路構成

スから RF 信号を注入した場合の $V_{CE}=0V$ の点において正のコレクタ電流が流れるメカニズムと同じであると予想される。

(2) V_D が 0V より大きい領域で I_D が増加する現象

つぎに V_D が 0V より大きい領域で I_D が増加する現象を $V_G=5V$, $V_D=5V$ の点を対象として検討する。前と同様に RF 信号を注入した場合の図 4.15 におけるこのバイアス点での V_{bs} 波形を観測した。その結果、図 4.17 とほぼ同じ振幅の波形が観測された。

ここでは V_{bs} の値により、以下の三つの領域に分けて現象を検討する。

まず V_{bs} が負の領域では、図 4.18 に示した寄生 npn トランジスタは動作せず、nMOS 動作による正の I_D が流れる。ただしこの場合、基板バイアス効果[4]-[6]により、トランジスタのしきい値電圧 V_T は、(4.3 式)[6]に従って大きくなる。このためこの領域では、ドレイン電流は減少する。

$$V_T = -\frac{Q_B}{C_{ox}} \sqrt{1 - \frac{V_{BS}}{2\phi_F}} - \frac{Q_{SS}}{C_{ox}} + 2\phi_F + \phi_{MS} \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

ここで、 V_{BS} : 基板バイアス電圧, Q_B : 基板電荷, Q_{SS} : 表面電荷密度,
 C_{ox} : ゲート酸化膜容量, ϕ_F : 半導体内部のフェルミレベルと禁制帯中央レベルとの差
 ϕ_{MS} : 基板とゲート間の仕事関数差

つぎに V_{bs} が 0V から 0.7V の領域では、基板バイアス電圧が正になるため、 I_D は増加する。またこの領域でも寄生 npn トランジスタは動作していない。

一方、 V_{bs} が 0.7V 以上、すなわち基板・ソース間ダイオードのビルトイン電圧を超える領域では、寄生トランジスタのバイアスが活性領域に入るため、このトランジスタ動作による I_D が流れるようになる。

以上の三つの領域の I_D の変化を平均すれば、RF 信号注入により、トータルとしての I_D は、RF 信号注入前に比べると増加している。

4.6 ソースから RF 信号を注入した場合の特性変動

4.6.1 測定結果

100MHz, 5dBm の RF 信号をソース端子から注入した場合の V_D - I_D 特性の測定結果を図 4.19($W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$)と図 4.20($W/L=50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$)に示す. $W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$ の場合, RF 信号注入により, 全体的に持ち上げられた形で I_D が増加していることがわかった. 一方, $W/L=50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ の場合も全領域で I_D の増加が観測された. またこの場合, V_G が小さいほど I_D の増加量は大きくなった.

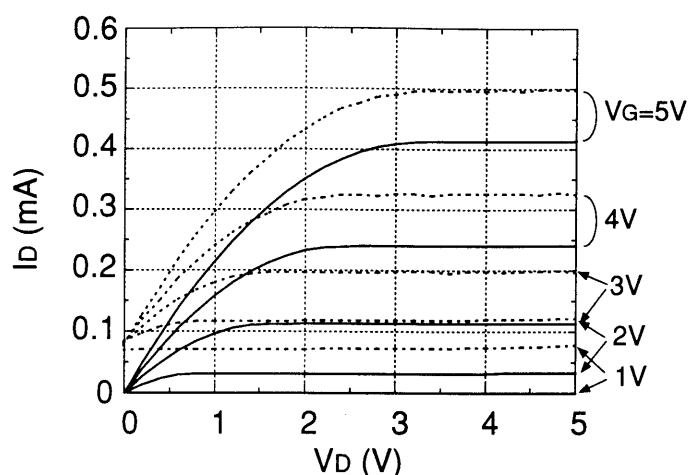


図 4.19 nMOSFET($W/L=50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$)の V_D - I_D 特性の比較
(実線: RF 信号注入なしの場合, 破線: RF 信号(100MHz, 5dBm)をソースから注入した場合)

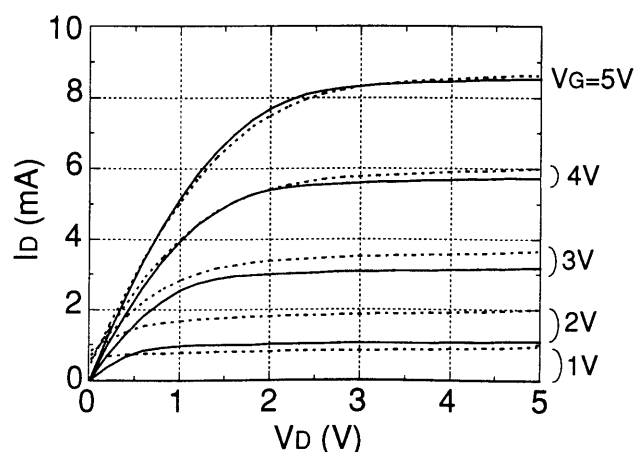


図 4.20 nMOSFET($W/L=50\mu\text{m}/2\mu\text{m}$)の V_D - I_D 特性の比較
(実線: RF 信号注入なしの場合, 破線: RF 信号(100MHz, 5dBm)をソースから注入した場合)

4.6.2 変動要因の検討

(1) $V_D=0V$ の点において正の I_D が流れる現象

この現象について検討するため、図 4.19 の $V_G=1V$, $V_D=0V$ の点を対象とし、100MHz, 5dBm の RF 信号をソースから注入した場合のソース電圧 V_s 波形を観測した。結果を図 4.21 に示す。図より V_s は約 $2.5V_{p-p}$ で変動していることがわかる。またこの場合、他の端子の電位変動は、ほとんど観測されなかった。以下では、図 4.21 の V_s 波形が負の領域と正の領域のふたつに分けて動作を検討する。

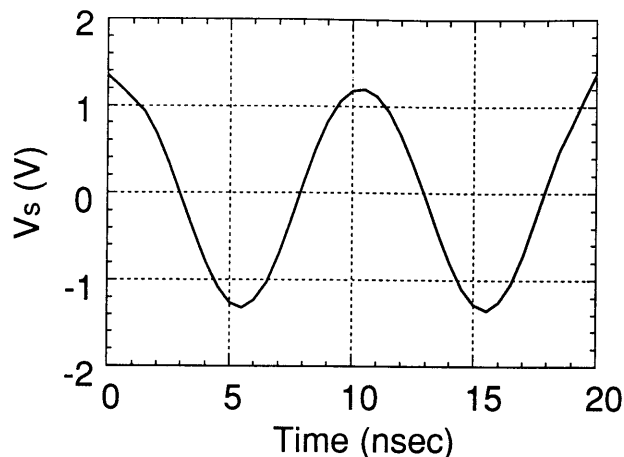


図 4.21 ソースから 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_s の観測波形 ($V_G=1V$, $V_D=0V$)

MOSFET はソースを基準とする素子である。したがってソース電位の変動により、 V_{gs} , V_{ds} , V_{bs} の全ての電圧が変動する。 V_s 波形が負の領域では、 V_{gs} , V_{ds} は V_s の値だけ増加する。これにより通常の MOS 動作をし、正のドレイン電流が流れる。またこのとき、 V_{bs} も正になり、前節で述べた基板端子から RF 信号を注入した場合と同様の理由で、ドレイン電流は増加する。

ソースから RF 信号を注入する場合、ドレインは高周波的には、 50Ω の負荷抵抗を介して GND に、DC 的には直接 GND に接続される。MOSFET は、ソースとドレインが対称である。そこで V_s が正の領域では、ドレインを基準とした MOS とみなして検討する。今回、ドレインからソースに流れ込む電流を正としているため、ソースからドレインに向かって流れる電流は負になる。ドレインを基準とすると、この領域ではゲート電圧 V_{gd} は、1V であり、ソー

スからドレインに流れる負の電流は、かなり抑制される。

以上のことから、対象としているバイアス点では、 V_s 波形が負の領域で流れる正のドレイン電流は、それ以外の領域で流れる負の電流よりも大きくなっており、これが $V_D = 0V$ で正のドレイン電流が流れている要因であると考えられる。

(2) V_D が $0V$ より大きい領域で I_D が増加する現象

ここでは $V_D = 5V$, $V_G = 5V$ のような飽和領域の点を対象として、 I_D が増加する現象について検討する。図 4.19 において前記と同様の RF 信号を注入した場合の上記バイアス点での V_s 波形の観測した。その結果、図 4.21 の結果とほぼ同じように $0V$ を中心に約 $2.5V_{p-p}$ で正弦波的に変化していることがわかった。

このような V_s の変化によって、 V_{gs} も正弦波的に変化する。4.3 節で述べたように飽和領域では、ドレイン電流は、 V_{gs} の 2 乗に比例する。したがってゲートから RF 信号を注入した場合と同様の要因で RF 信号注入により DC ドレイン電流 I_D は、RF 信号を注入しない場合に比べて増加する。

一方、 V_{ds} も同様に変化するが、飽和領域では、ドレイン電流は、ドレイン電圧依存性をもたない。したがって RF 信号が注入されても、 V_{ds} が飽和領域内で変化している限り、 I_D はほとんど変化しない。

また基板端子は、GND に接続されているため、 V_{bs} は、図 4.17 の振幅で変化している。この場合、基板端子から RF 信号を注入した場合と同様の要因で、 I_D は増加していると予想される。

以上のような要因により、飽和領域では、ドレイン電流が増加していると考えられる。

4.7 まとめ

nMOSFET を対象とし、ゲート、ドレイン、ソース、基板の各端子から大振幅の RF 信号を注入した場合の V_D - I_D 特性変動を評価し、その変動要因について検討した。得られた結果は、つぎのとおりである。

- (1) ゲートから RF 信号を注入した場合、飽和領域でのドレイン電流の増加、線形領域でのドレイン電流の変化、 $V_D = 0V$ 付近で負のドレイン電流が流れる変動現象を生じた。

- (2) 飽和領域のドレイン電流の増加と線形領域でのドレイン電流の変化は、ゲート電圧に対するドレイン電流の非線形性により発生する。
- (3) $V_D = 0V$ 付近において負のドレイン電流が流れる現象は、ゲートから注入した RF 信号が、ゲート酸化膜容量と基板の寄生抵抗により分圧され、基板-ドレイン間に形成される寄生ダイオードの順方向電流が流れるために発生する。またゲート面積の小さい MOSFET では、ゲート酸化膜のインピーダンスが大きくなるため、基板の電位変動が小さくなり、負のドレイン電流が流れなくなる。
- (4) ドレインから RF 信号を注入した場合、 $V_D = 0V$ 付近で大きな負のドレイン電流が流れる。これはドレインから注入した大振幅 RF 信号により、基板-ドレイン間の寄生ダイオードの順方向電流が流れるために発生する。
- (5) 基板端子から RF 信号を注入した場合、測定した全領域にわたってドレイン電流の増加が観測された。
- (6) 上記において、 $V_D = 0V$ の点で正のドレイン電流が流れる現象は、ドレイン-基板-ソースで形成される寄生 npn トランジスタにおいて、ドレインに接続した負荷抵抗の電位変動により、ドレイン電流が正方向のみ流れるために生じている。
- (7) V_D が $0V$ 以上の領域においてドレイン電流が増加する現象は、上記寄生 npn トランジスタが動作して流れる電流と基板バイアス効果により増加するドレイン電流により生じている。
- (8) ソース端子から RF 信号を注入した場合も、測定した全領域にわたり、ドレイン電流が増加する変動を生じた。
- (9) 上記において、 $V_D = 0V$ の点で正のドレイン電流が流れる現象は、RF 信号注入により、主に基板-ソース間電圧の変動によって流れる上記(7)の要因によって正の電流が発生している。
- (10) また V_D が $0V$ より大きい領域では、基板-ソース間電圧とゲート-ソース電圧の変化による影響により、ドレイン電流が増加している。

なお今後の課題としては、MOSFET で構成される IC への RF 信号注入による誤動作現象の把握とその解析、さらには IC 上での対策法の検討があげられる。

第4章の参考文献

- [1] 服部佳晋, 只野博, 長瀬宏, “大振幅 RF 注入による MOSFET の DC 特性変動の検討,” 信学論(B), vol.J82-B, no.12, pp.2375-2383, Dec. 1999.
- [2] S.M.Sze, “Physics of semiconductor devices,” p.442, John Wiley&Sons,Inc., 1981.
- [3] P.R.Gray, R.G.Meyer, 永田穰(監訳), “超 LSI のためのアナログ集積回路技術(上)”, 培風館, pp.120-124, 1990,
- [4] 玉井徳迪, “半導体回路設計技術”, p.92, 日経マグローヒル社, 1987.
- [5] E.S.ヤン, “半導体デバイスの基礎”, マグローヒル出版, p.239-240, 1981.
- [6] 柳井久義, 永田穰, “集積回路工学(1)”, コロナ社, p.140, 1980.

第 5 章 RF 信号注入による IC の DC 特性変動の 計算機シミュレーション

5.1 まえがき

RF 雑音に対するイミュニティを向上させた IC を設計するためには、IC 内部の誤動作要因を解析し、誤動作を予測することが不可欠となる。しかし現状の技術では、IC 内部の任意の電流、電圧波形を観測することは難しく、誤動作解析は困難である。そのため RF 雑音による IC 内部の誤動作解析するための計算機シミュレーション技術の確立が、重要な課題となっている。本章では、RF 雑音に対する IC 誤動作の計算機シミュレーション手法について検討する。

電波による IC の誤動作シミュレーションとして、まず電磁界シミュレータの適用があげられる。電磁界環境をそのまま取り込んでシミュレーションを行うことができれば、IC の実際の使用環境での誤動作解析が可能になる。しかし実際の電磁界環境は、極めて複雑であり、現用技術では、実使用環境での定量的な誤動作シミュレーションは不可能である。

しかし第 2 章で述べたように、本論文で対象としている IC では、電波による IC の誤動作は、IC の端子から侵入した電波によって主に引き起こされており、IC チップ表面からの侵入による影響はほとんどないと考えてよい。このような条件下では、回路シミュレーションあるいはデバイスシミュレーションが適用可能になる。この場合、端子から侵入した電波を RF 信号源とみなし、それに対してデバイスまたは回路の応答をシミュレーションできればよいことになる。

一方、IC 内部は、多くの pn 接合、すなわちキャパシタンスから形成されており、RF 信号は、回路図上に示された配線上ではなく、回路図に現れない IC 内部の pn 接合部を伝搬することも予想される。RF 信号の伝搬経路が特定できない場合、回路シミュレーションを行うことは極めて困難になる。このような場合は、デバイスシミュレーションを適用しなければならない。しかし実際の IC の構造は、デバイスシミュレーションで扱うには複雑すぎるため、定量的な評価を行うことは困難である。

一方、今回対象としている 2GHz までの RF 入力信号に対して、pn アイソレーションなど配線以外の経路を伝搬する RF 信号は、 -40dB 以下[1]であることが知られており、RF 信号は、配線上を通して伝搬しているとしてよい。このことから本研究で対象としている RF 信号

の誤動作に対しては、回路シミュレーションが適用可能である。回路シミュレーションを用いれば複雑な回路も精度よくシミュレーションでき、またその方法を工夫することで定量的な IC の誤動作解析が行えるものとする。

これまで RF 信号を注入した場合の DC 出力変動の回路シミュレーションについては、バイポーラトランジスタ[2],[3]やオペアンプ[4]-[9]に関していくつか報告されている。これらはいずれもシミュレータとして、SPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)[10]が用いられてきた。さらに RF 信号が注入された場合の出力変動をシミュレーションで表現するために対象とするトランジスタまたは IC に対し、専用のマクロモデルが作製されてきた。このマクロモデルは、シミュレーションの計算時間を短縮するために作られたものであり、実測との合わせ込みを行った範囲の出力変動のみがシミュレーションできるというものであった。またそのマクロモデルの回路構成は、実際の回路構成とは異なっているため、実際の回路の各ノードで生じている電圧、電流変化をシミュレーションすることができず、IC の誤動作解析には適用できなかった。さらに対象とするトランジスタまたは IC が変われば、新たにマクロモデルを作製しなければならず、汎用性はなかった。このようにこれまで報告されてきたシミュレーション手法では、IC 内部の誤動作解析は、不可能であった。

本章では、このような RF 信号注入によるトランジスタまたは IC の DC 出力変動の計算機シミュレーションおよび解析手法として、ハーモニックバランス(Harmonic Balance:以下 HB と略記)シミュレーション[11]-[16]の適用を提案する。筆者の知る限り、HB をこのようなシミュレーションに適用した報告はない。本章では、まず SPICE と HB シミュレータについて概説する。つぎに SPICE と HB を用い、RF 信号注入によるバイポーラトランジスタの DC 出力変動をシミュレーションし、このようなシミュレーションに対する SPICE での問題点を明確にする。また HB により、特別なマクロモデルを用いることなく極めて短時間でこの DC 出力変動を求められることを示す。さらに MOSFET、差動増幅器への RF 信号注入による DC 出力変動の予測および解析に HB を適用した例を示し、本シミュレータが、RF 信号による誤動作解析予測、誤動作手法として有効であることを示す[17],[18]。

5.2 SPICE とハーモニックバランス

本論文で対象とする大振幅 RF 信号注入によるトランジスタ, IC の DC 出力変動のシミュレーションには, 非線形シミュレータが必要である. 非線形回路シミュレータには, つぎのふたつの解析方法がある. 一つはタイムドメイン解析で, もう一つは周波数ドメイン解析である. 前者の代表例が SPICE であり, 後者の代表例がハーモニックバランスである.

SPICE は, タイムドメイン解析ゆえ, 回路の電圧, 電流を求めるためには, 例えば(5.1)式のような微分方程式を近似的に解いて計算を行っている.

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + R i + \dots = V \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

そのため大振幅 RF 信号を注入した場合の DC 出力変動を求めるためには, 過渡解析を用い, RF 信号を注入した時点から定常状態に達するまで時間を追って順に計算を進めなければならない. その場合, 以下のような問題点が存在する.

- (1) 定常状態に達する時間は, 対象回路によって大きく異なり, 得られた計算結果が定常状態に達しているかどうかの判断が困難である.
- (2) 時定数の大きい回路素子が含まれる場合, 定常状態に達するまでの時間は長く, 多くの計算時間が必要となる.
- (3) 注入する RF 信号周波数が高くなるのに伴い, 解析時間ステップを短くしなければならず, 計算時間は増加する.

したがって今回対象としているようなシミュレーションを SPICE で行うには, 上記のような問題点のため, 困難であることが予想される.

また SPICE には AC 解析もあり, これの適用も考えることができる. しかし AC 解析は, ある直流動作点において小信号の正弦波入力に加えられた場合の応答を求めるものであり, 今回のように大振幅の RF 信号入力により, 直流動作点が変化するような回路には適用できない.

一方, HB 法は周波数ドメイン解析ゆえ, 上記のような SPICE の問題点を生じることはない. HB 法とは, 入力信号と応答が, 有限の正弦波の和(高調波成分の和)で表されると仮定し, それらの正弦波の重ね合わせにより, 回路全体の微分方程式に矛盾がなくなるように正弦波の振幅と位相を決定する方法である. 定常的な基本波を非線形回路に印加した場合には, 回路の各ノードの電圧, 電流は, DC 成分(0次), 基本波(1次), そして2次以上の高次高調波成分の和で表現される. 回路方程式が成り立つように各高調波の振幅, 位

相は、ユニークに決定され、それが各ノードの電圧、電流波形を示すことになる。HB は、理想的には無限の過去から無限の未来にわたって電圧や電流を印加するという定常状態が前提となり、得られる結果も定常状態のそれである。HB では、計算の複雑さは、周波数の値や回路中の時定数に依存せず、回路の規模(素子数)や用いる周波数の数に依存する。したがって高周波と低周波が混在する回路の定常状態を解析するには有効な手法である。特に今回対象としているような定常的な基本波(正弦波の RF 信号)を回路に注入した場合の DC 成分(0 次成分)の定常状態の挙動を調べるには適した手法であると考えられる。しかし一方で、SPICE の得意とする過渡解析は、HB にとっては、無限の周波数成分を対象としなければならないため、適用は困難であるという問題点がある。筆者は、RF 信号による IC の DC 出力変動の予測と解析とに HB を初めて適用した。

5.3 RF 信号注入によるデバイスの DC 特性変動解析への適用

5.3.1 バイポーラトランジスタへの適用

本節では、バイポーラトランジスタに大振幅 RF 信号を注入した場合の DC 特性変動を SPICE と HB を用いてシミュレーションする。評価回路を図 5.1 に示す。回路構成は、第 3 章で述べた場合とほぼ同じである。トランジスタには、2SC1815 を用いた。ただしこの回路では、RF 信号は、パワーではなく電圧で供給した。これは、SPICE では RF 信号源を電圧

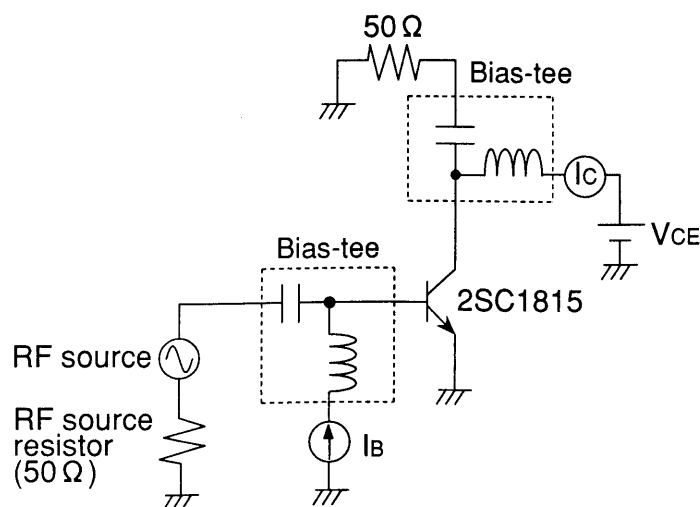


図 5.1 バイポーラトランジスタの評価回路

振幅でしか与えることができないからである。

図 5.2 に 50MHz, 2Vp-p の RF 信号をベースから注入した場合の $V_{CE} - I_C$ 特性の実測結果を示す。第 3 章でも述べたようにつぎのふたつの DC 特性変動が観測される。

- (1) 活性領域での DC コレクタ電流が減少する(図 5.2 の(1)で示した箇所)。
- (2) $V_{CE}=0V$ で DC コレクタ電流が発生する(図 5.2 の(2)で示した箇所)。

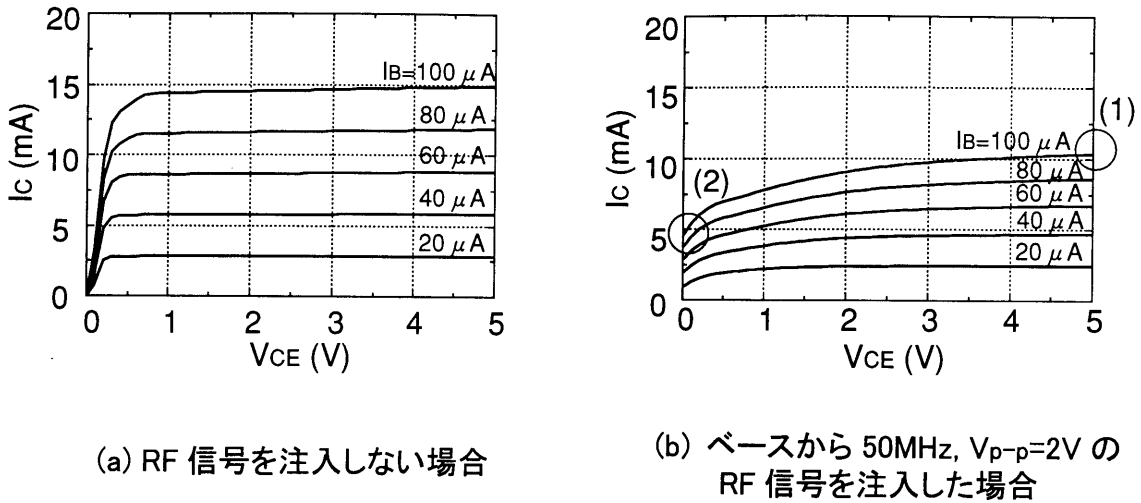


図 5.2 npn トランジスタの $V_{CE} - I_C$ 特性の実測結果

つぎに(1)の活性領域の DC コレクタ電流の減少を SPICE を用いてシミュレーションした。シミュレーションには、ワークステーション HP9000/735 に搭載された HSPICE を用いた。バイポーラトランジスタのモデルには、Gummel-Poom モデル[19]を用いた。このモデルは、バイポーラトランジスタの物理メカニズムに基づく SPICE の汎用モデルである。またモデルのパラメータ値には、公開されている 2SC1815 の値を用いた。

図 5.3 に $V_{CE} = 5V$, $I_B = 100 \mu A$ の点における RF 信号を注入した時点からの経過時間と DC コレクタ電流の変化をシミュレーションした結果を示す。この DC コレクタ電流は、AC コレクタ電流の平均値から求めた。図中、例えば 10^{-4} 秒後の DC 電流は、RF 信号注入後、 9×10^{-5} 秒から 1×10^{-4} 秒の間の AC 電流の平均値として求めている。図から DC コレクタ電流は、最初いったん増加し、その後、経過時間とともに減少し、 10^{-2} 秒後に定常状態に到達していることがわかる。この定常状態の電流値は、RF 信号を注入しない場合の電流

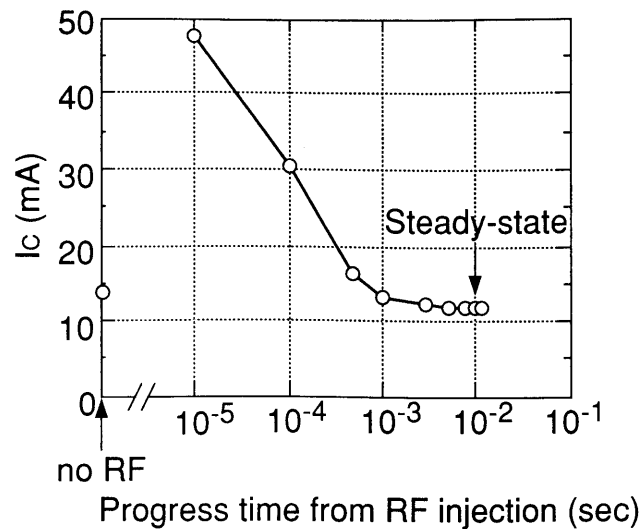
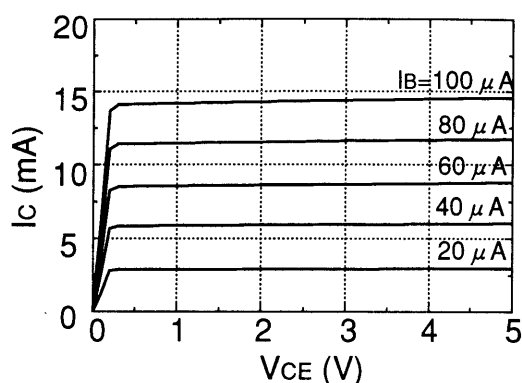


図 5.3 $V_{CE}=5V$, $I_B=100\mu A$ の点の DC コレクタ電流と RF 信号注入後の経過時間の SPICE シミュレーション結果

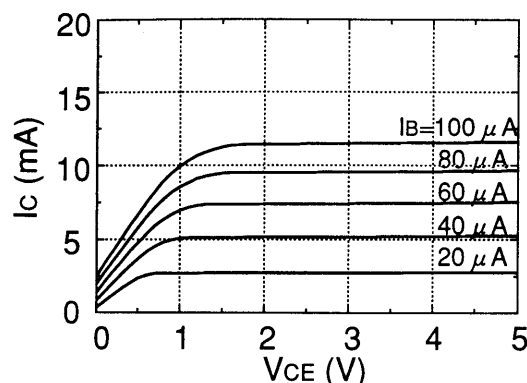
値よりも小さくなっており、実測結果と定性的に一致している。本シミュレーションでは、定常状態である 10^{-2} 秒まで計算を行うために約 10 時間の CPU 時間を要した。この時間は、 $V_{CE}=5V$, $I_B=100\mu A$ の 1 つのバイアス点での RF 信号注入による定常状態のコレクタ電流を求めるために要した時間である。もし図 5.2(b) に示した $V_{CE}-I_c$ 特性における全てのバイアス点の定常状態の電流値を求めようとすると、その計算時間は、莫大なものになることがわかる。また RF 信号注入後、ある経過時間の電流値が定常状態に達しているかどうかは図 5.3 に示す特性をシミュレーションしなければ判断できないため、容易ではない。以上の結果から、SPICE を用い、かつ Gummel-Poorn モデルを用いてバイポーラトランジスタの DC 特性変動をシミュレーションすることは、極めて困難であることが明らかとなった。もし SPICE を用いて RF 信号によるトランジスタの DC 特性変動をシミュレーションしようとするならば、これまで報告されているように計算時間を短縮するための特別なマクロモデルの作製が必要であることがわかる。

つぎに同じ RF 信号注入による $V_{CE}-I_c$ 特性の変動を HB を用いてシミュレーションした。ここではシミュレーション環境を SPICE の場合と同じにするため、SPICE と同じワークステーションを用いた。またトランジスタモデルも同じ Gummel-Poorn モデルを用いた。シミュレー

シミュレーション結果を図 5.4 に示す。図から活性領域の DC コレクタ電流の減少と $V_{CE} = 0V$ の点における正のコレクタ電流の発生が定性的に実現できていることがわかる。これらの電流値は、5.2 節で述べた HB の計算方法から明らかに定常状態の値である。今回の場合、図 5.4 の結果を得るのに要した CPU 時間は、わずか 15 秒であった。SPICE と比較すると、汎用のトランジスタモデルを用いてもその計算時間は桁違いに短いことがわかった。



(a) RF 信号を注入しない場合



(b) ベースから 50MHz, $V_{p-p}=2V$ の RF 信号を注入した場合

図 5.4 npn トランジスタの $V_{CE}-I_C$ 特性の HB シミュレーション結果

つぎに HB シミュレーション結果の定量性について検討を行った。図 5.2 の実測結果と図 5.4 の HB のシミュレーション結果を比較すると、活性領域でのコレクタ電流の減少量に差があることがわかる。この差の要因として、つぎのふたつを考えた。

(1) シミュレーションでは、評価回路の配線やコネクタの寄生抵抗成分や容量成分を考慮していない (トランジスタ内部の寄生抵抗、容量成分は、Gummel-Poon モデル内で記述されている)。

(2) シミュレーションで用いたトランジスタモデルまたはモデルパラメータが正確でない。

まず(1)について検討した。図 5.1 に示した評価回路においてトランジスタの各端子に接続している回路のインピーダンスをネットワークアナライザ(HP-8510C)を用いて測定した。この測定した回路のインピーダンスを図 5.1 のシミュレーション回路に追加し、再度 $V_{CE}-I_C$

特性をシミュレーションした。その結果は、図 5.4 に示した結果とほとんど変わらなかった。このことから評価回路の寄生成分が、実測結果との差の主な要因ではないことがわかった。

つぎに(2)について検討した。RF 信号注入による DC コレクタ電流の減少は、第 3 章で示したようにベースからの RF 信号注入によるベース電流の変化に対し、コレクタ電流が飽和領域まで変化することによって引き起こされる。この現象は、Gummel-Poorn モデルで表現できる。しかしこのモデルにおいてコレクタ電流の飽和を決めているパラメータは、トランジスタの DC 特性によってフィッティングされた値である。RF 信号注入の場合には、AC 信号に対するコレクタ電流の飽和を考慮しなければならない。この場合、AC クラウディング効果[20],[21]のため、DC の場合に比べて高コレクタ電流領域での電流増幅率の低下は大きくなる。しかし今回用いた Gummel-Poorn モデルでは、この AC クラウディング効果がパラメータ値に反映されていない。そのため今回のシミュレーション結果は、実測結果よりも小さくなったものと予想される。もしより定量的にシミュレーションを行おうとするならば、この AC クラウディング効果を考慮したパラメータの抽出を行う必要があると考える。

5.3.2 MOSFET への適用

つぎに MOSFET を対象とし, RF 信号注入による DC 出力変動が HB シミュレーションで実現できるか検討した[22]. 対象としたトランジスタは, 第 4 章で解析した MOSFET である. 本節では, 実測結果と比較するため, 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の V_D - I_D 特性をシミュレーションした結果を述べる. なお $W/L = 50 \mu\text{m}/50 \mu\text{m}$ の MOS の場合, 解が収束せず, シミュレーション結果を得ることができなかつたため, 以下では, $W/L = 50 \mu\text{m}/2 \mu\text{m}$ の場合の結果について述べる.

シミュレーションは, 前章の図 4.1 で示した回路を用いて行った. MOSFET のモデルには, SPICE の LEVEL3[23]を用いた. またシミュレーション回路において MOS の部分には, 図 5.5 に示すように基板端子に外付けの抵抗 R_B を付加した. これは LEVEL3 モデルの中では, 基板の抵抗成分が定義できないためである. 今回, R_B には 4.3 節で算出した $1.4\text{k}\Omega$ の値を用いた.

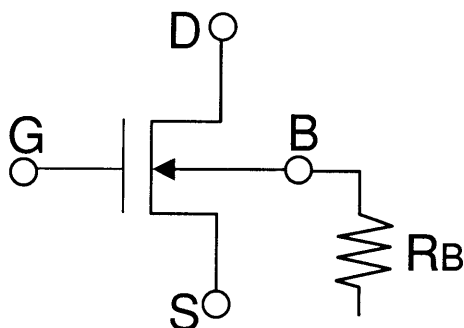


図 5.5 MOSFET への基板抵抗の付加

ゲートから RF 信号を注入した場合の実測とシミュレーション結果の比較を図 5.6 に示す. 両者の比較から, RF 信号注入による飽和領域, 線形領域の I_D の変化がよく表現できていることがわかる. またドレインから同様の RF 信号を注入した場合の実測とシミュレーション結果の比較を図 5.7 に示す. この場合も $V_D=0\text{V}$ 付近での負の I_D の発生が表現できていることがわかる. この負の I_D の値は基板抵抗に大きく依存する. 今回算出した基板抵抗の値を用いた場合, ほぼ実測結果と一致していることがわかる.

以上の結果から, MOSFET モデルとして SPICE の LEVEL3 を用い, かつ基板の寄生

抵抗を付加することにより, ゲートからRF信号を注入した場合の飽和, 線形領域のドレイン電流の変動とドレインから注入した場合の負のドレイン電流の発生がシミュレーションできることがわかった.

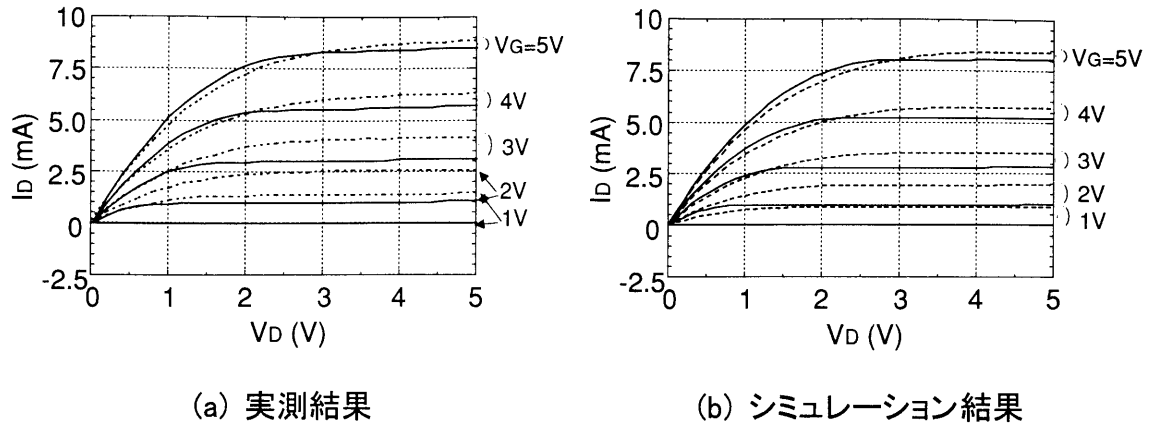


図 5.6 nMOSFET($W/L=50 \mu\text{m}/2 \mu\text{m}$)の V_D-I_D 特性の実測とシミュレーション結果の比較
(実線:RF 注入なし, 破線:100MHz, 5dBm の RF 信号をゲートから注入)

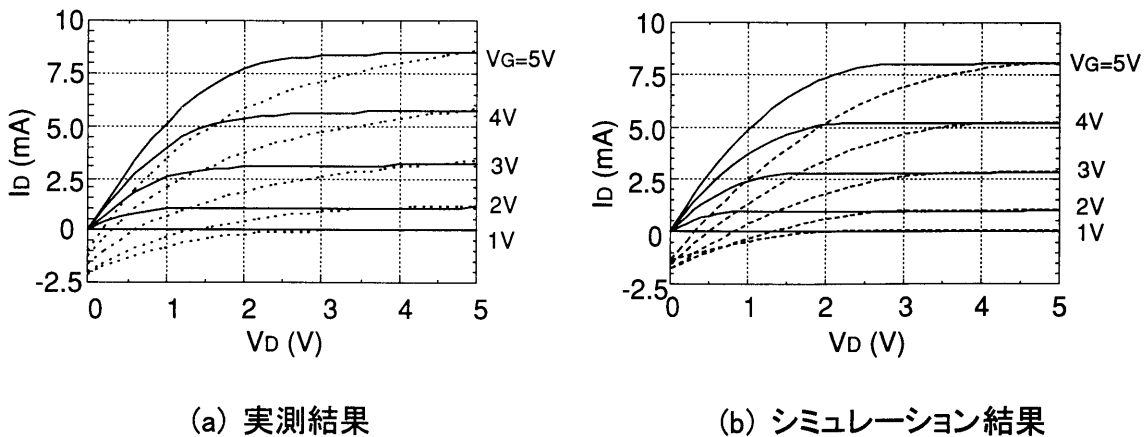


図 5.7 nMOSFET($W/L=50 \mu\text{m}/2 \mu\text{m}$)の V_D-I_D 特性の実測とシミュレーション結果の比較
(実線:RF 注入なし, 破線:100MHz, 5dBm の RF 信号をドレインから注入)

5.3.3 差動増幅器への適用

オペアンプ IC は、車載アナログ IC において最も重要な IC の一つである。それゆえ RF 雑音による DC 出力電圧の変動は、重要な問題となっている。以下では、オペアンプ IC の基本ブロックである差動増幅器部分を取り出し、RF 信号注入による DC 出力電圧の変動要因を HB シミュレーションを用いて解析する。

評価回路を図 5.8 に示す。図中、点線で囲んだ部分が対象とする差動増幅器に相当する。トランジスタには 2SC1815 を、抵抗にはチップ抵抗を用いた。回路では、50MHz、10dBm の RF 信号を Bias-tee を介して一方の入力端子(IN1)から注入した。また両入力インピーダンスを等しくするため、もう一方の入力端子(IN2)にも同じ Bias-tee を接続し、これのコンデンサ側を 50Ω の抵抗で終端した。本実験では、 $V_{CC}=12V$ 、 $V_2=2V$ 一定の条件で、 V_1 を 0 から 4V まで変化させた場合の I_{C1} 、 I_{C2} の変化、すなわち DC 伝達特性[24]を測定した。

伝達特性の実測結果とシミュレーション結果を図 5.9 に示す。図より、RF 信号の注入の有無によらず実測結果とシミュレーション結果は、ほぼ一致していることが確認できた。また RF 信号注入によりつぎのふたつの DC 特性変動が生じることがわかった。

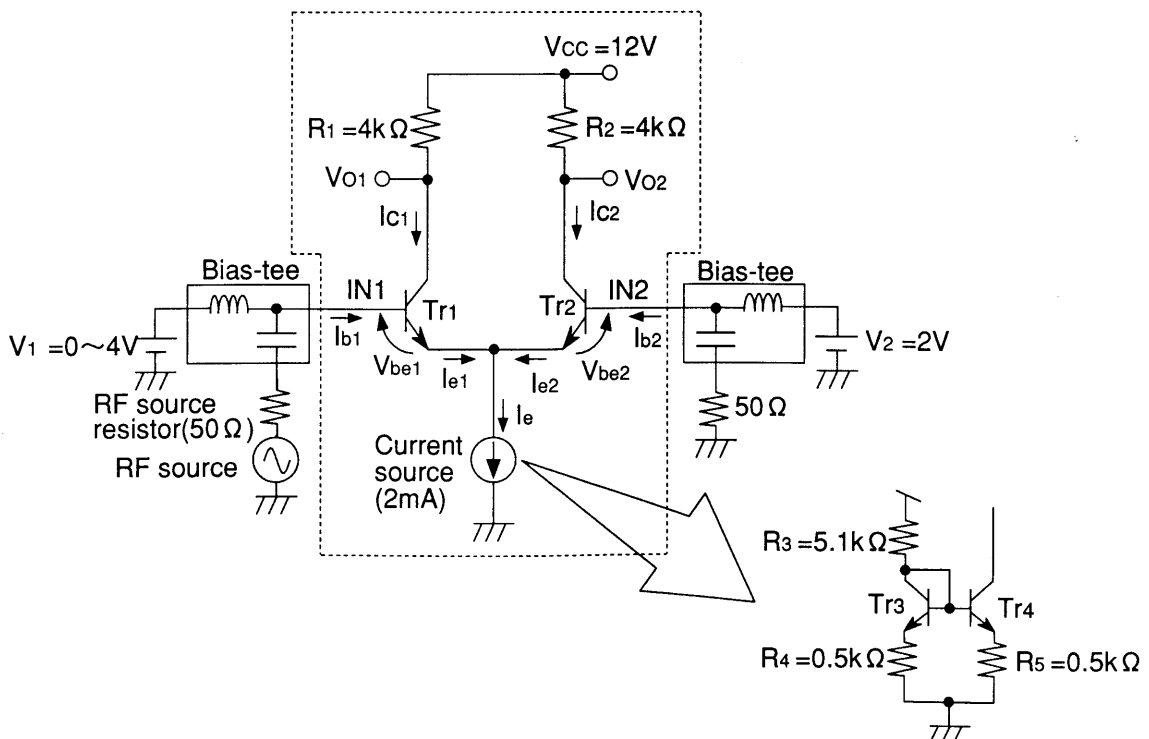
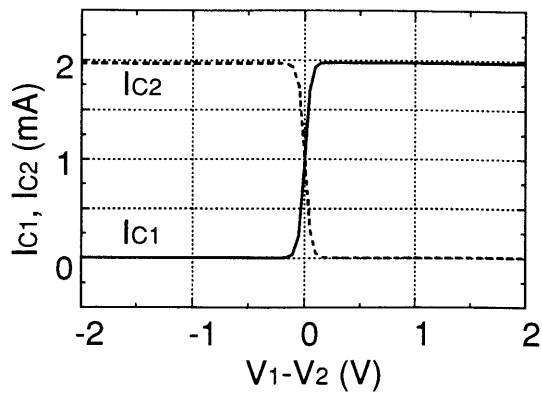
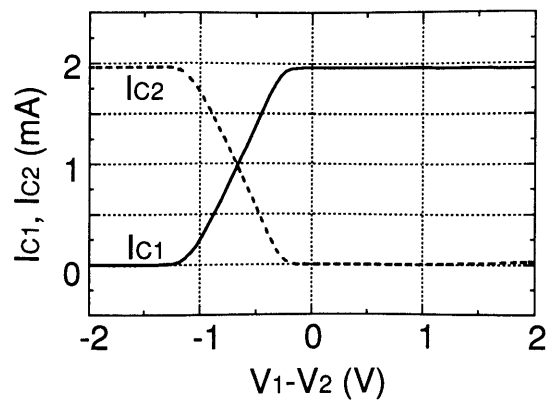


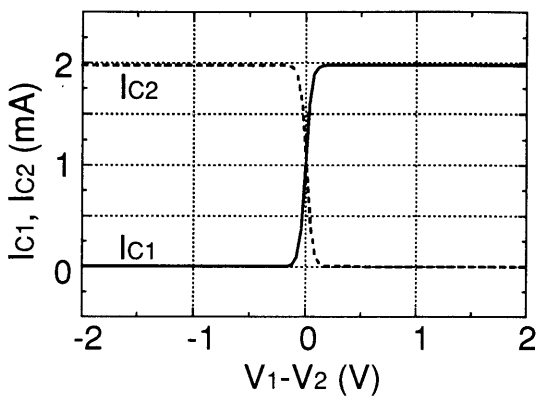
図 5.8 差動増幅器の評価回路



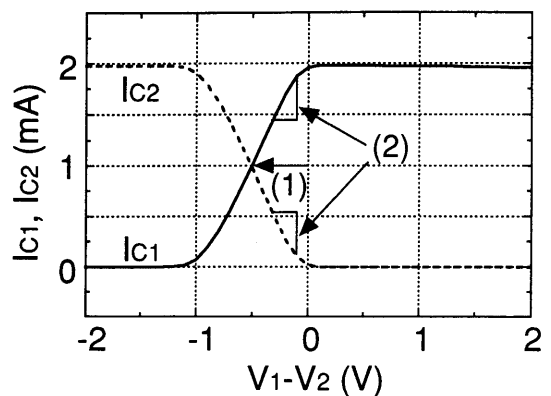
(a) 実測 (RF 信号なし)



(b) 実測 (50MHz, 10dBm を IN1 から注入)



(c) シミュレーション (RF 信号なし)



(d) シミュレーション (50MHz, 10dBm を IN1 から注入)

図 5.9 伝達特性の実測結果とシミュレーション結果の比較

(1) オフセット電圧の発生

オフセット電圧とは、図 5.9(d)中の(1)で示したように I_{c1} と I_{c2} の交点が、 $(V_1 - V_2) = 0V$ の点からシフトした電圧値である。このオフセット電圧は、RF 信号を注入する入力端子を IN2 にした場合は、符号は反転した。また同時にふたつの入力端子から RF 信号を注入した場合は、オフセット電圧は、発生しないことがわかった。

(2) ゲインの低下

ここでのゲインとは、図 5.9(d)中の(2)で示したように I_{c1} と I_{c2} の傾きの値である。以下では、このふたつの特性変動の要因を HB シミュレーションを用いて解析する。

まず(1)のオフセット電圧の発生要因について検討する。HB では、回路の任意のノードの定常状態の電流、電圧波形をシミュレーションすることが可能である。これらの波形は、回路の誤動作解析において有効な情報になる。今回、 $(V_1 - V_2) = 0V$ の点において 50MHz, 10dBm の RF 信号を注入した場合のベース電流 I_{b1} , I_{b2} , ベース・エミッタ間電圧 V_{be1} , V_{be2} , エミッタ電流 I_{e1} , I_{e2} , 定電流源に流れ込む電流 I_e , およびコレクタ電流 I_{c1} , I_{c2} の各波形をシミュレーションした。観測点は、図 5.8 に示した箇所である。これらの波形のシミュレーション結果を図 5.10 に示す。また実測波形の代表例として、 I_e , I_{e1} , I_{e2} 波形を図 5.11 に示す。図 5.10 と図 5.11 の比較から、シミュレーション結果は、実測結果とほぼ定量的に一致していることがわかった。

図 5.10 の結果から、回路内ではつぎのような現象が起こっていると推察できる。IN1 端子

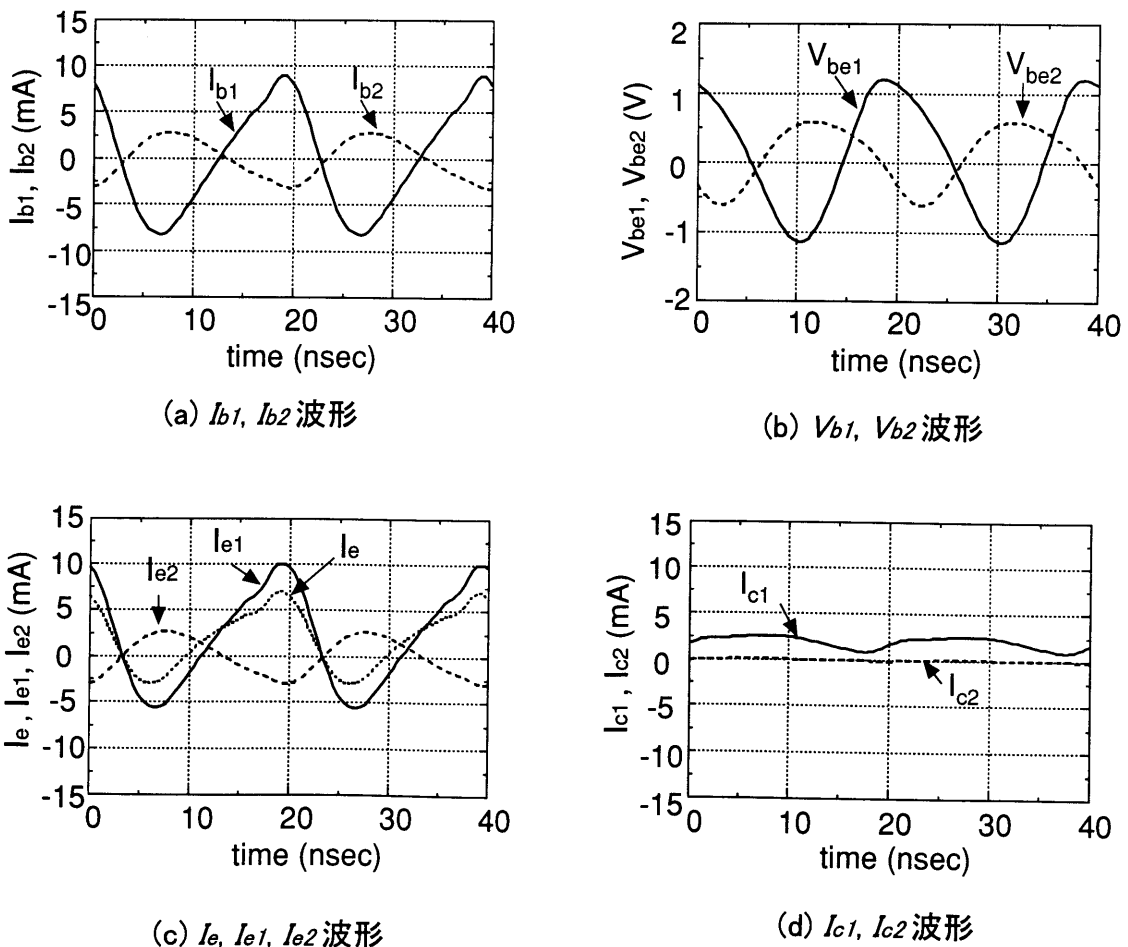
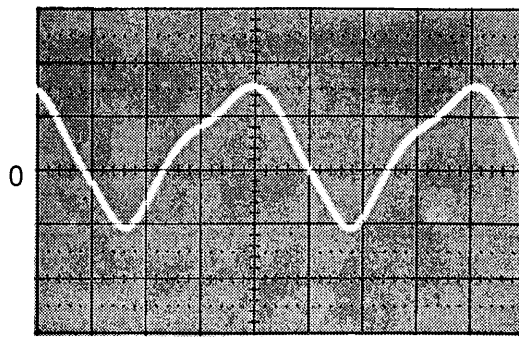
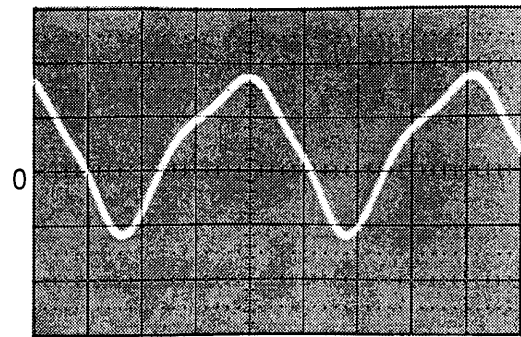


図 5.10 50MHz, 10dBm の RF を IN1 端子から注入した場合の $(V_1 - V_2) = 0V$ の点での各波形 (HB シミュレーション結果)



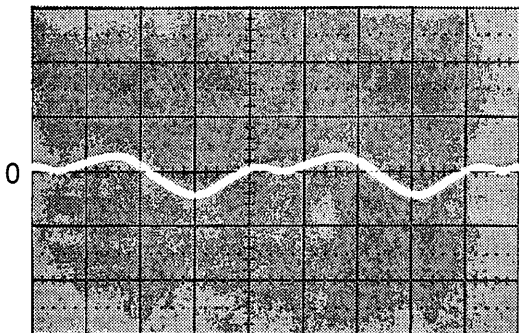
X: 5nsec/div, Y:5mA/div

(a) I_e 波形



X: 5nsec/div, Y:5mA/div

(b) I_{e1} 波形



X: 5nsec/div, Y:5mA/div

(c) I_{e2} 波形

図 5.11 50MHz, 10dBm の RF 信号を IN1 端子から注入した場合の $(V_1 - V_2) = 0V$ の点での I_e, I_{e1}, I_{e2} 波形

からの RF 信号注入により、ベース電流 I_{b1} は、正弦波状に変化する。電流 I_{b1} の AC 成分は、主にトランジスタ Tr1 のベース・エミッタ間の接合容量を介してエミッタに流れ込み、 I_{e1} の AC 成分になる。回路において $I_e - I_{e1}$ の電流が I_{e2} となる。図 5.10(c) および図 5.11 から明らかなように I_{e2} の振幅は、 I_{e1} の振幅より小さくなっている。また I_{e2} の AC 成分は、トランジスタ Tr2 のベース・エミッタ間接合容量を介してベースに流れ込み、 I_{b2} となっている。このようなベース電流を流すために V_{be1} と V_{be2} は、図 5.10(b) に示したように変化している。

V_{be1} と V_{be2} の振幅差は、各トランジスタのベース・エミッタ接合での整流によって発生する I_{b1} と I_{b2} の平均電流の差、すなわち DC ベース電流の差を生じさせる。今回対象とした回路では、 I_{b1} の DC 電流値は、 $11.2 \mu A$ であり、 I_{b2} は、 $2.4 \mu A$ であった。この DC ベース

電流の差は、電流増幅率を乗じた I_{c1} と I_{c2} の DC 電流となり、図 5.9(d) に示すオフセット電圧を発生させている。

以上の検討から、オフセット電圧は、 V_{be1} と V_{be2} の振幅差によって引き起こされている。この V_{be1} と V_{be2} の振幅は、 I_{e1} と I_{e2} の振幅に依存しているため、結果としては、 I_{e1} と I_{e2} の振幅差が、オフセット電圧発生の主要因であると考えられる。図 5.10(c) から I_{e1} と I_{e2} の振幅差は、 I_{e1} の AC 成分の一部が、定電流回路を通して GND へリークしているために発生している。このリーク経路としては、定電流回路の寄生容量、例えば図 5.8 中のトランジスタ Tr3, Tr4 の接合容量を介した経路が予想される。

つぎに上記の検討を確かめるため、RF 信号リーク経路の無い理想的な定電流回路を用いた差動増幅器の各エミッタ電流、ベース・エミッタ間電圧および DC 伝達特性をシミュレーションした。結果を図 5.12 に示す。図よりこの場合、 I_{e1} と I_{e2} の振幅は等しく、その結果、

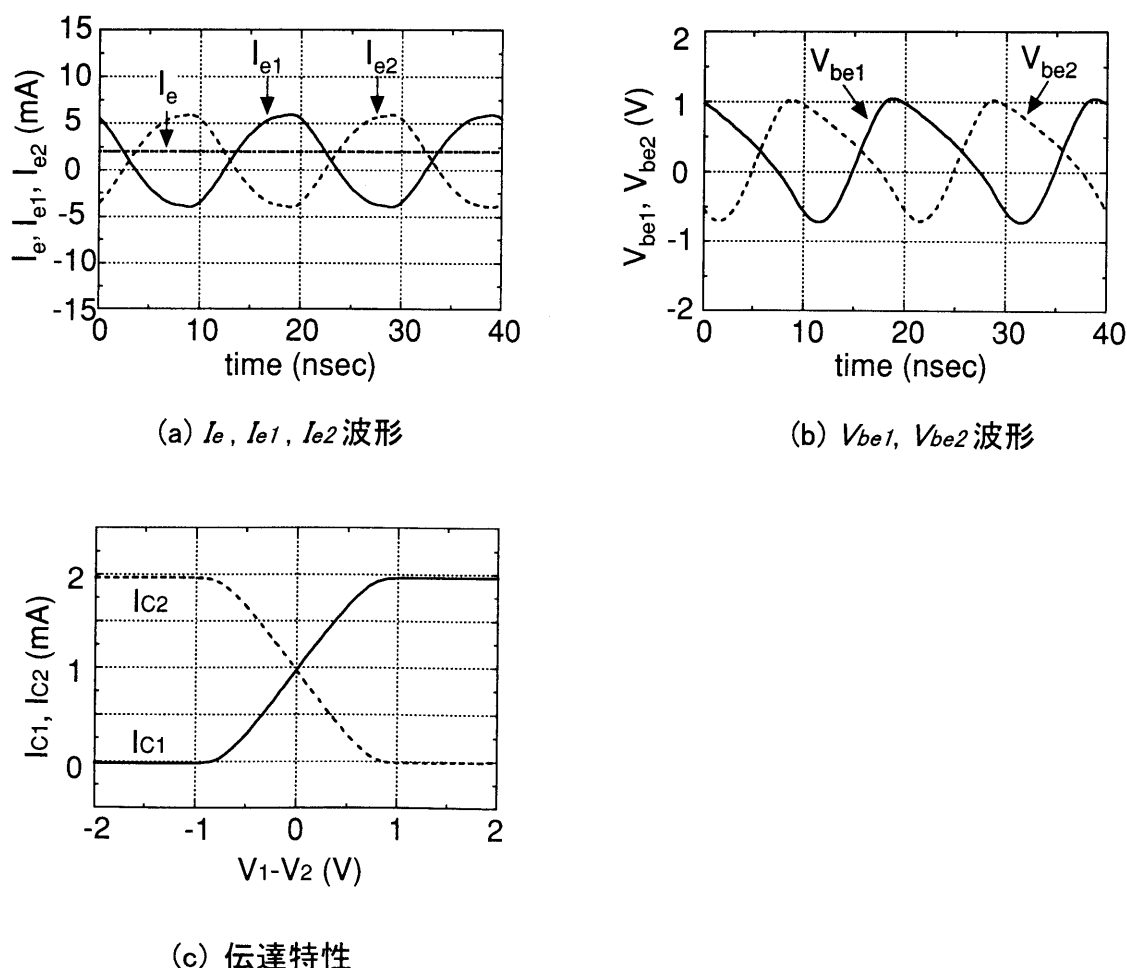


図 5.12 寄生成分のない理想的な定電流回路を用いた差動増幅器の $(V_1 - V_2) = 0V$ の点で IN1 から 50MHz, 10dBm の RF 信号を注入した場合の各エミッタ電流、各ベース・エミッタ間電圧波形と伝達特性

オフセット電圧は発生していないことがわかった。以上の結果から、差動増幅器のオフセット電圧は、定電流回路での RF 信号リークにより、両トランジスタのエミッタ電流に振幅差が生じて発生していることが明らかになった。

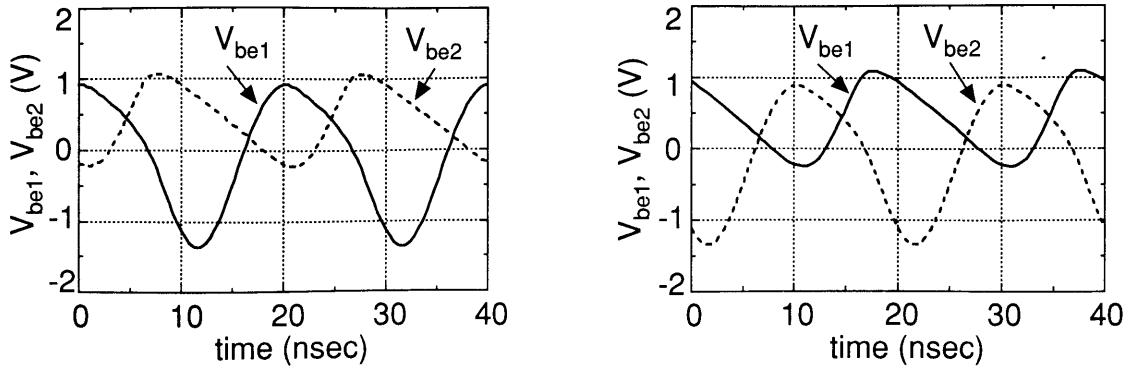
つぎに(2)の RF 信号注入によるゲイン低下の要因について検討する。図 5.9(d)と図 5.12(c)を比較すると RF 信号リークの無い理想的な定電流回路を用いた場合でも一方の入力端子からの RF 信号注入によりゲインが低下していることがわかる。そこでこの理想的な定電流回路を持つ差動増幅器を用いて、この要因について解析する。

ここでは $V_1 - V_2 = -0.5V$ ($V_1 = 1.5V$, $V_2 = 2V$) のバイアス点において RF 信号を注入しない場合の I_{b1} , I_{b2} , I_{c1} , I_{c2} の DC 電流値をシミュレーションにより求めた。この場合の伝達特性は、図 5.9(c)と同じであり、このバイアス条件では、Tr2 のみが動作している。このとき、それぞれの DC 電流値は、 $0.13\mu A$, $13\mu A$, $6\mu A$, $1.99mA$ であった。

つぎに同じバイアス条件で、かつ $50MHz$, $10dBm$ の RF 信号を IN1 端子から注入した場合の V_{be1} および V_{be2} 波形をシミュレーションした。結果を図 5.13(a)に示す。図から V_{be1} と V_{be2} は、大振幅で変化していることがわかる。これらの電圧の振幅は、各トランジスタの入力インピーダンスによって決められる。また正方向の振幅は、定電流源の電流値から制限されている。

図に示すような V_{be1} 波形が Tr1 のベースに加わった場合、Tr1 のベース・エミッタ接合での整流作用により、 I_{b1} 波形の平均電流(DC 電流値)は、RF 信号を注入しない場合の電流値よりも増加する。 I_{b1} の平均電流が増えれば、それによって流れる I_{c1} の平均電流も増加する。RF 信号を注入した場合の I_{b1} と I_{c2} の平均電流をシミュレーションしてみると、それぞれ $2\mu A$ と $0.3mA$ に増加していることがわかった。今回の評価回路では、 I_{c1} と I_{c2} の和は、 $2mA$ 一定である。したがって I_{c1} の平均値が増加すれば、必然的に I_{c2} の平均値は減少する。この現象は、ゲインが低下することと等価である。

つぎに $V_1 - V_2 = 0.5V$ ($V_1 = 2.5V$, $V_2 = 2V$) のバイアス点において、上記と同様に IN1 端子から同じ RF 信号を注入した場合の V_{be1} および V_{be2} 波形をシミュレーションした。このバイアス条件では、RF 信号を注入しない場合には、Tr1 のみが動作している。シミュレーション結果を図 5.13(b)に示す。これらの波形は、図 5.13(a)とは逆になっていることがわかる。この場合、 I_{b2} の平均電流値は $2\mu A$ で、 I_{c2} の平均電流値は $0.3mA$ であった。この結果は、



(a) 図 5.12(c)の $(V_1 - V_2) = -0.5V$ での波形 (b) 図 5.12(c)の $(V_1 - V_2) = 0.5V$ での波形

図 5.13 IN1 から 50MHz, 10dBm の RF 信号を注入した場合の V_{be1} , V_{be2} 波形

一方しか動作していなかったトランジスタが, RF 信号注入により, 両トランジスタとも動作状態となっていることを示している。

また $V_1 - V_2 = 0V$ ($V_1 = 2V$, $V_2 = 2V$) のバイアス点で上記と同様の RF 信号を注入した場合の V_{be1} と V_{be2} は, 位相は異なるものの同じ振幅波形であることがわかった. この場合, I_{b1} と I_{b2} の平均電流は, RF 信号を注入しない場合と差がなく, 結果として両方のコレクタ電流は変化していないと考える。

以上の結果から, ゲイン低下の要因は, 以下のようにであると結論づけられる. RF 信号を注入しない場合に動作していない入力トランジスタの V_{be} の振幅が, もう一方の入力端子からの RF 信号注入により大きく変化し, ベース・エミッタ接合での整流作用によってベース電流が流れ, コレクタ電流を流す. 両トランジスタの DC コレクタ電流の和は, 定電流源により一定となっているため, RF 信号注入により一方のコレクタ電流が増加すれば, もう一方のコレクタ電流は減少する. これが RF 信号注入によるゲイン低下の要因である。

5.4 まとめ

RF 雑音による IC の誤動作を設計段階から予測し、その誤動作要因を解析するためには、RF 雑音による IC の誤動作のシミュレーション技術がキーとなる。

今回、このシミュレーション手法として、ハーモニックバランス(HB)の適用を提案し、バイポーラトランジスタ、MOSFET および差動増幅器を対象として、RF 雑音を RF 信号源とみなして注入した場合の DC 出力変動のシミュレーションに内外で初めて適用した。

バイポーラトランジスタのベースから RF 信号を注入した場合の $V_{CE}-I_C$ 特性を SPICE によるシミュレーション結果と比較した。その結果、HB では、トランジスタモデルとして、汎用の Gummel-Poorn モデルを用いても DC 出力変動が、SPICE に比べて極めて短時間でシミュレーションできることを示した。

また MOSFET の DC 出力変動に対しては、トランジスタモデルとして、SPICE の LEVEL3 を用い、かつ基板の寄生抵抗を考慮することにより、ゲートから RF 信号を注入した場合の飽和、線形領域のドレイン電流の変動とドレインから注入した場合の負のドレイン電流の発生といった変動が精度よくシミュレーションできることを示した。

さらに差動増幅器に RF 信号を注入した場合の誤動作であるオフセット電圧の発生とゲインの低下の予測とその解析に HB を適用した。その結果、これらの DC 変動をほぼ表現できること、各ノードの電圧、電流波形のシミュレーション結果から変動要因を解析できることなど示した。

第 5 章の参考文献

- [1] K. Joarder, "A simple approach to modeling cross-talk in integrated circuits", IEEE J. of Solid -State Circuits, vol.29, no.10, pp.1212-1219, Oct. 1994.
- [2] C.E.Larson, J.M.Roe, "A modified Ebers-Moll transistor model for RF - Interference analysis", IEEE Trans. EMC, vol.EMC-21, no.4, pp.283-290, Nov. 1979.
- [3] U.Fermi, A.Fiumara, G.Rossi, "An innovative mathematical model of RF-induced quiescent point shift in a BJT", IEEE Trans. EMC, vol.38, no.3, pp.244-249, Aug. 1996.

- [4] J.G.Tront, J.J.Whalen, C.E.Larson, "Computer-aided analysis of RFI effects in operational amplifiers", IEEE Trans. EMC, vol.EMC-21, no.4, pp.297-306, Nov. 1979.
- [5] T.F.Fang, J.J.Whalen, G.K.C.Chen, "Using NCAP to predict RFI effects in linear bipolar integrated circuit", IEEE Trans. EMC, vol.EMC-22, no.4, pp.256-262, Nov. 1980.
- [6] G.K.C.Chen, J.J.Whalen, , "Macromodel prediction for EMI in bipolar operational amplifiers", IEEE Trans. EMC, vol.EMC-22, no.4, pp.262-265, Nov. 1980.
- [7] S.Graffi, G.Maseetti, D.Golzio, "New Macromodels and measurements for the analysis of EMI effects in 741 op-amp circuit", IEEE Trans. EMC, vol.EMC-33, no.1, pp.25-34, Feb. 1991.
- [8] S.Graffi, G.Maseetti, D.Golzio, "EMI-induced failures in integrated circuit operational amplifiers ", Microelectron. Reliab, vol.32, no.11, pp.1551-1557, 1992.
- [9] D.Golzio, S.Graffi, G.Maseetti, "Correlation between EMI-induced failures and large-signal response of FET-input op-amps", Quality and Reliability Eng., vol.9, pp.401-405, 1993.
- [10] W.Nagel, "SPICE : A computer program to simulation semiconductor circuits", Electronics Research Lab., no.ERL-M520, University of California Barkley, May, 1975.
- [11] 西原明法, 鹿毛哲郎, 奥村万規子, 山村清隆, "ポスト SPICE 回路シミュレータ", 信学誌, vol. 82, no. 1, pp. 47-54, Jan. 1999.
- [12] M.S.Nakhla, J.Vlach, "A piecewise Harmonic Balance Tecnique for determination of periodic response of nonlinear sysstems", IEEE Trans. Circuits Syst, vol.CAS-23, pp.85-91, Feb. 1976.
- [13] A.Usida, L.O.Chua, "Frequency-domain analysis of nonlinear circuits driven by multi-tone signals", IEEE Trans. Circuits Syst, vol.CAS-31, pp.766-778, Sept. 1984.
- [14] K.S.Kundert, A.S.Vincentelli, "Simulation of nonlinear circuits in the frequency domain", IEEE Trans. Computer-Aided Design, vol.CAD-5, pp.521-535, Oct. 1986.

- [15] K.S.Kundert, G.B.Sorkin, A.S.Vincentelli, "Applying harmonic balance to almost periodic circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.36, pp.366-378, Feb. 1988.
- [16] C.Chang, P.L.Heron, M.B.Steer, "Harmonic balance and frequency domain simulation of nonlinear microwave circuits using the block Newton method", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.38, pp.431-434, Apr. 1990.
- [17] Y.Hattori, T.Kato, H.Hayashi, H.Tadano, H.Nagase, "Harmonic Balance Simulation of RF injection effects in analog circuits", IEEE Trans. EMC, vol.40, no.2, pp.120-126, May. 1998.
- [18] Y.Hattori, T.Kato, H.Hayashi, H.Tadano, H.Nagase, "Analysis of RF injection effects on analog circuits using harmonic balance simulation", Proc. 12th Int. Symposium on EMC Zurich, pp.47-52, 1997.
- [19] H.K.Gummel, H.C.Poon, "An integral charge control model of bipolar transistors", Bell Syst. Tech. J., vol.49, no.5, pp.827-852, May 1970.
- [20] H.N.Ghosh, "A distributed model of the junction transistor and its application in the prediction of the emitter-base pulse response of the device", IEEE Trans. Electron Device, vol.ED-12, pp.513-531, Oct. 1965.
- [21] D.D.Tang, "Switch-on transient of shallow-profile bipolar transistors", IEEE Trans. Electron Device, vol.ED-32, pp.2224-2226, Nov. 1985.
- [22] 服部佳晋, 只野博, 長瀬宏, "大振幅 RF 注入による MOSFET の DC 特性変動の検討", 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J82-B, no.12, pp.2375-2383, Dec. 1999.
- [23] E.Profumo, "Semiconductor device modeling with SPICE", McGraw-Hill, New York, 1988.
- [24] 玉井徳迪, 半導体回路設計技術, pp. 250-267, 日経マグローヒル社, Apr. 1988.

第6章 RF 雑音に対するオペアンプ IC の イミュニティ評価

6.1 まえがき

高周波電波による車載 IC の誤動作として、オペアンプや電圧レギュレータなどのアナログ IC(Integrated Circuit)の DC 出力電圧が変動するといった現象が、現状で特に問題となっている。自動車では、センサ信号などの増幅用として数多くのオペアンプ IC が用いられており、車載アナログ IC の中では、特に重要な IC である。

本章では、オペアンプ IC を対象として混入電波の代わりに RF 信号を注入した場合の DC 出力変動を評価し、その変動要因について解析する。これまでにオペアンプ IC の入力端子から RF 信号を注入した場合の評価については、いくつか報告されている[1]-[9]。しかし実際には電波は、オペアンプ IC の入力端子だけでなく、電源端子、出力端子などあらゆる端子から侵入し、誤動作を引き起こす。したがって入力以外の端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力特性の変動についても評価し、解析しておく必要がある。しかしながら入力以外の端子から RF 信号を注入した場合の評価に関しては、まだ報告がない。

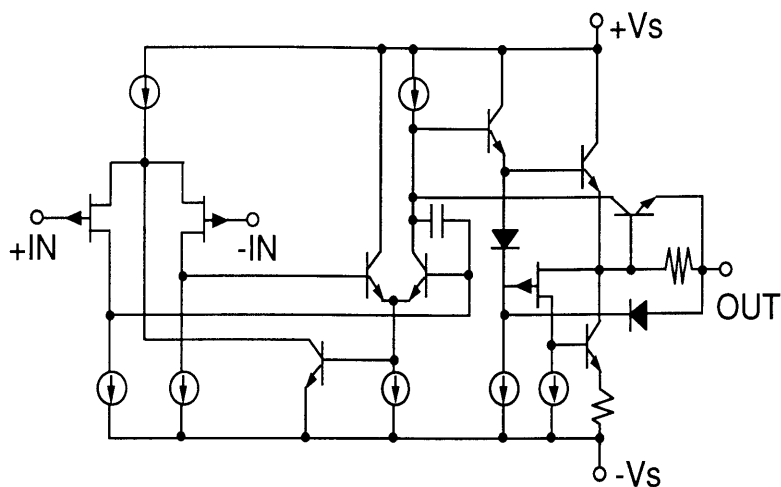
今回、入力トランジスタの種類異なるふたつの汎用オペアンプ IC を対象とし、オペアンプの入力、電源、出力の各端子から大振幅の RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧変動を評価し、その変動要因について解析した。さらに両オペアンプ IC の RF 雑音イミュニティの差の要因について検討した[10]。

6.2 評価オペアンプ IC と測定回路

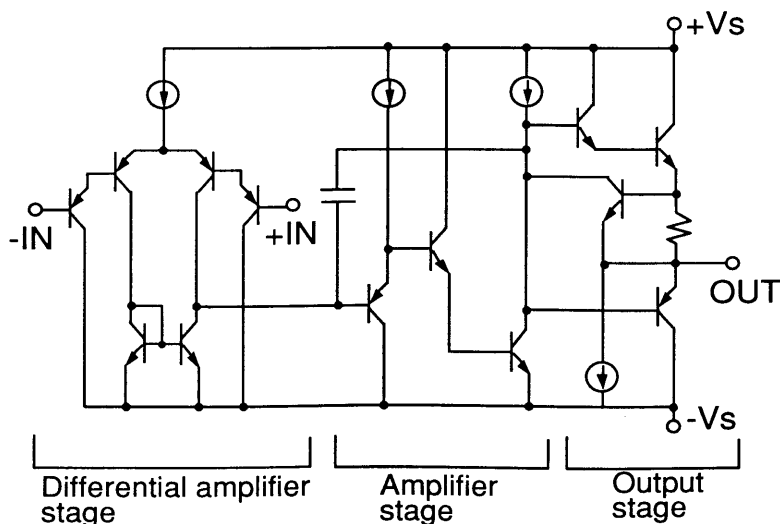
対象としたオペアンプ IC は、LF356 と LM324 である。これらの回路構成[11],[12]を図 6.1 に示す。LF356 は、入力トランジスタと一部トランジスタが JFET で、それ以外の部分はバイポーラトランジスタで構成されている。一方、LM324 は、すべてバイポーラトランジスタで構成されている。LM324 は、低消費電流、単電源で動作可能という特徴から車載用としてよく用いられるオペアンプの一つである。利得帯域幅積 GBW(Gain Bandwidth Product) は、LF356 が 5MHz、LM324 が 1MHz である。

測定回路は、図 6.2 に示す反転増幅回路である。入力は反転、非反転入力端子とも 1k

Ω の抵抗を介して GND に接続した. 電源(+Vs, -Vs)には+7V, -7V を用い, 出力には Bias-tee を介して DC 電圧計を接続した. 車載用では, 反転増幅回路の出力を DC 電圧の形で用いることが多いため, RF 信号注入によるオペアンプの誤動作をこの DC 出力電圧の値(DC Vout)で評価した. 今回の回路では, 両入力端子とも GND に接続しているため, RF 信号を注入していない状態での DC 出力電圧は 0V である. したがって発生する DC 電圧の値が, オペアンプの誤動作による変動の大きさを表す.



(a) LF356



(b) LM324

図 6.1 LF356 と LM324 オペアンプの回路構成

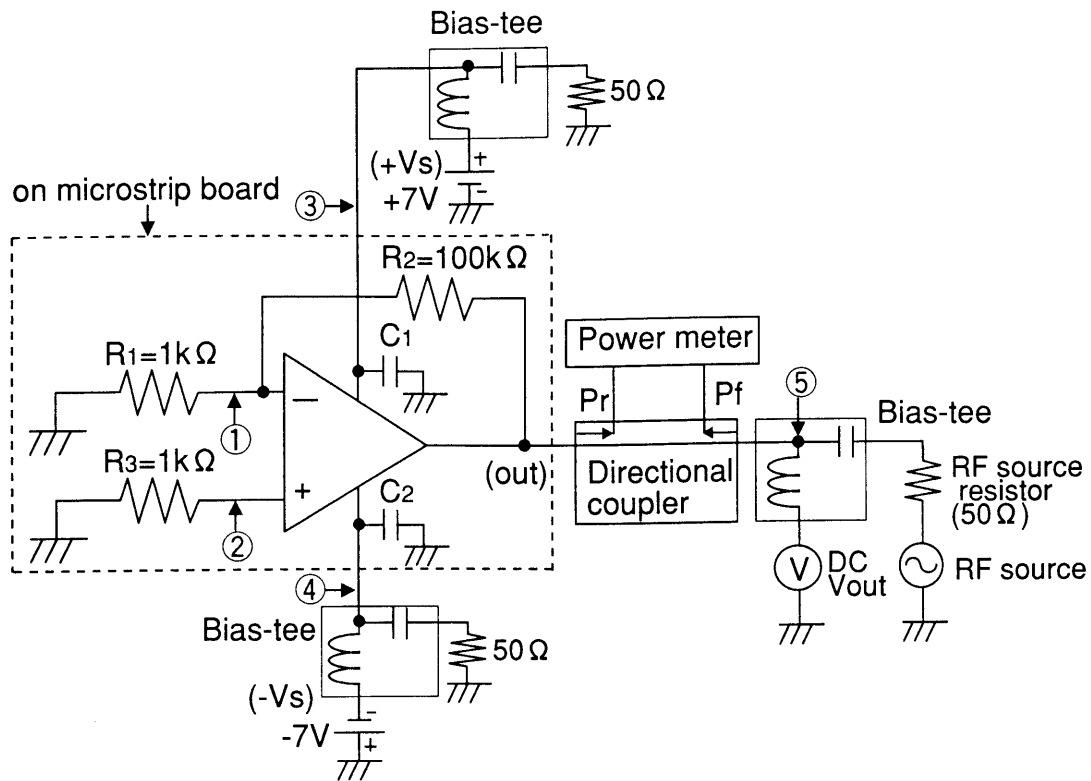


図 6.2 測定回路

RF 信号は、オペアンプの各端子、図中の①から⑤の箇所から注入した。図は出力端子⑤から RF 信号を注入した場合を示している。注入した RF 信号は正弦波であり、注入パワー $P_{in} (=P_f - P_r)$ は 5~10dBm, 周波数は 10MHz~2GHz とした。

図中の点線で囲んだ部分は、マイクロストリップ基板上に作製した。抵抗には、対象とする周波数の範囲において、ほぼ純抵抗とみなせるチップ抵抗を用いた。また各端子のマイクロストリップ線路の長さは、1cm 程度に短くし、RF 信号を注入した端子のストリップ線路からの放射により、他の端子の線路がアンテナとなって RF 信号が侵入するのを防止した。

オペアンプ回路の電源端子は、一般に直接 DC 電源に接続される。したがって回路図上は、電源端子は GND と短絡になる。しかし対象としている RF 信号の周波数では、IC の電源端子と電源との接続に用いるケーブルの種類、長さ、引き回し方によって IC 端子からみた電源ラインの高周波インピーダンスは大きく変化する。このインピーダンスの変化により、電源、出力端子から RF 信号を注入した場合の出力特性は、大きく変化した。実験を再現性よく行うためにはこれらのインピーダンスが、実験ごとに変化しないようにする必要がある。そこで本実験では、オペアンプの電源端子近傍にバイパスコンデンサとして 1000pF のチップコンデンサ C_1 , C_2 を接続した。また RF 信号による DC 電源の誤動作を防止するた

め Bias-tee を介して DC 電源を接続した。

なお電源端子から RF 信号を注入する場合は、この Bias-tee の RF 端子(キャパシタンス端子)から注入した。その場合、RF 信号を注入する端子のバイパスコンデンサは取り外した。

6.3 測定結果

6.3.1 入力端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力特性

各オペアンプ IC の反転入力端子①から 5dBm の RF 信号を注入した場合の DC 出力特性を図 6.3(a)に示す。また非反転入力端子②から RF 信号を注入した場合の出力特性を図 6.3(b)に示す。両オペアンプとも、測定周波数領域では、反転入力端子から RF 信号を注入した場合、正の DC 出力電圧が発生し、非反転入力端子から注入した場合には負の DC 出力電圧が発生した。これが RF 信号注入によるオペアンプの誤動作である。この DC 出力電圧は、LM324 では 10MHz から 1GHz までは飽和し、ほぼ一定であるのに対し、LF356 では 100MHz 以上で減少した。本実験では、両オペアンプともオフセット調整は行っておらず、本構成での出力オフセット電圧は、LM324 が-0.15V、LF356 が-0.24V であった。今回注入している RF 信号は正弦波であるから、オペアンプが正常動作をしていれば、DC 出力電圧としては、この出力オフセット電圧が現れるはずである。図 6.3 に示すように大

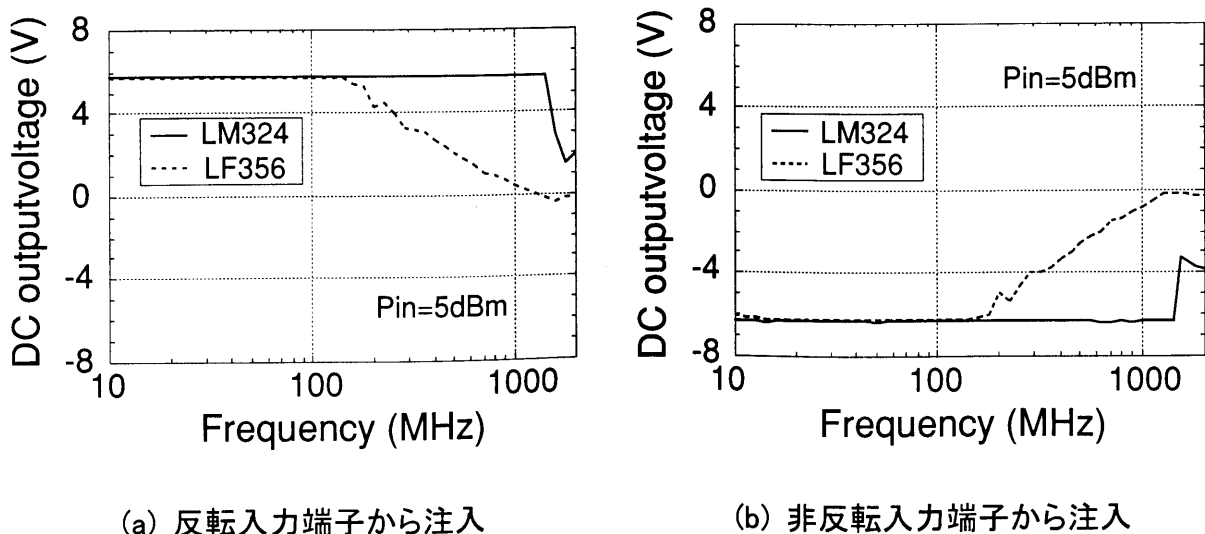


図 6.3 LM324 と LF356 の各入力端子から 5dBm の RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧と RF 周波数の関係

きな DC 出力電圧が現れることは、オペアンプ内部のある箇所では RF 信号が整流されていることを示している。

なお図 6.3 の結果は、第 2 章で示した結果と定性的に一致するが、本実験では、オペアンプ両入力端子に抵抗を接続していること、またその抵抗値および電源電圧の値が異なることなどから定量的には異なった結果となっている。

つぎに IC 内部で RF 信号が整流されている箇所について検討した。オペアンプは、図 6.1(b)に示したように大きく分けて初段の差動増幅器、その後段の増幅回路、そして出力回路から構成される。反転入力端子と非反転入力端子から RF 信号を注入した場合で、DC 出力電圧の符号が反転することから、整流箇所として、差動増幅器の入力トランジスタの可能性を考えた。もし後段の増幅回路、出力回路で整流が生じているのであれば、RF 信号は注入する入力端子に拘わらず、これらの回路の同じトランジスタを経由して流れるため、DC 出力電圧の符号は同じになるはずである。整流箇所として入力トランジスタの可能性を検討するため、図 6.4 の点線で囲んだ差動増幅器部分の IC を作製し、一方の入力端子 IN1 から 100MHz, 5dBm の RF 信号を注入した場合の DC 伝達特性を測定した。その結果、図 6.5 に示すように DC オフセット電圧が発生することを確認した。さらにこのオフセット電圧の RF 信号パワー依存性を測定した。結果を図 6.6 に示す。図より RF 信号パワーの増加に伴い、オフセット電圧も増加することがわかった。

またもう一方の入力端子から RF 信号を注入した場合、オフセット電圧の符号は反転し

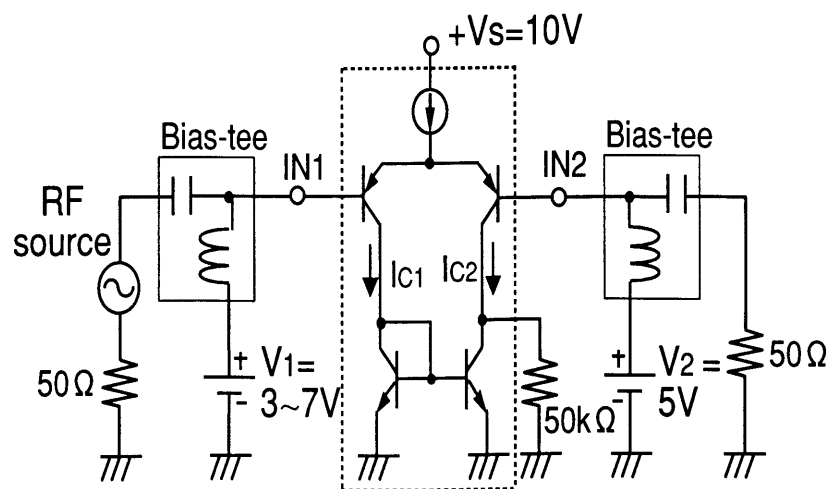
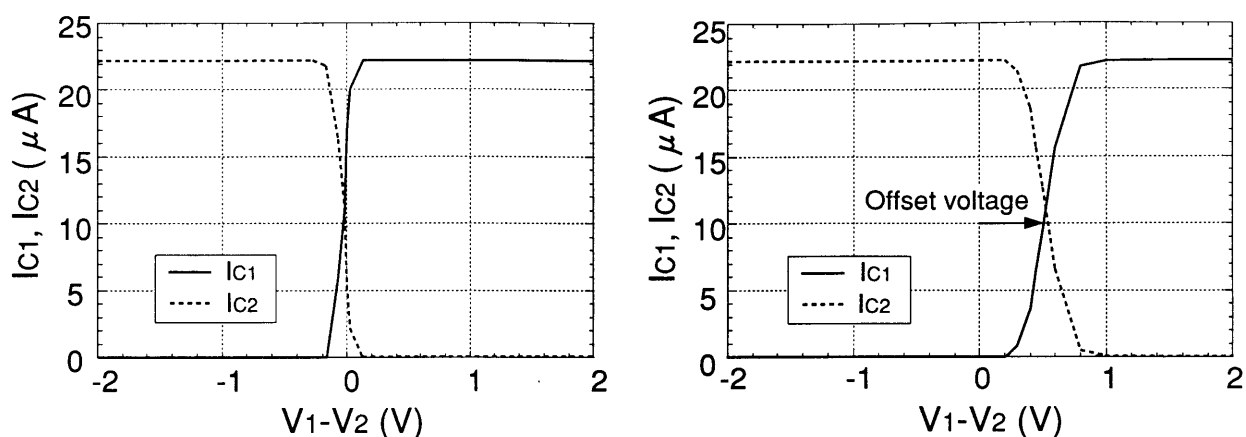


図 6.4 差動増幅器の評価回路

た. このオフセット電圧の発生は, オペアンプでは, DC 出力電圧が発生することに相当する. 解析の結果, 第5章で示した抵抗とトランジスタで構成した差動増幅器の場合と同様に, 一方の入力端子から注入した RF 信号の一部が, 定電流回路を経由して電源へリークすることにより, もう一方の入力端子との間に RF 信号の振幅差が生じていること. その結果, 各入力トランジスタで整流されたベース電流に差が生じるため, オフセット電圧が発生していることがわかった. すなわち RF 信号が整流されている箇所は, 差動増幅器部の入力トランジスタであることが明らかとなった.



(a) RF 信号注入なし

(b) 100MHz, 10dBm の RF 信号を IN1 から注入

図 6.5 差動増幅器の DC 伝達特性

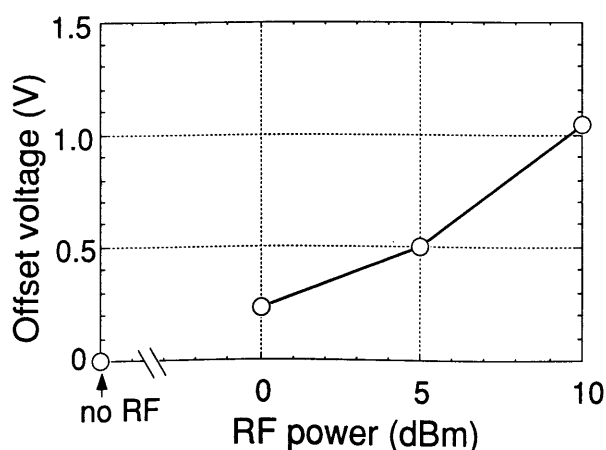
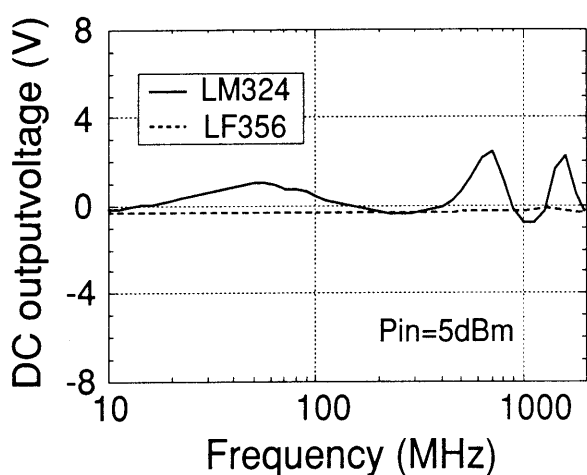


図 6.6 オフセット電圧の RF 信号パワー依存性

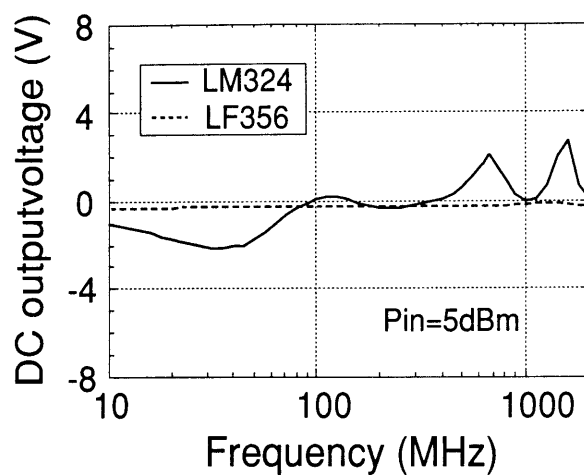
6.3.2 電源端子, 出力端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力特性

つぎに各オペアンプにおいて, 電源端子③, ④および出力端子⑤から 5dBm の RF 信号を注入した場合の DC 出力特性を測定した. 結果を図 6.7 に示す. 図より, これらの端子から RF 信号を注入した場合, LF356 では, ほとんど DC 出力電圧が見られないのに対し, LM324 では数 V の DC 出力電圧が観測されることがわかった.

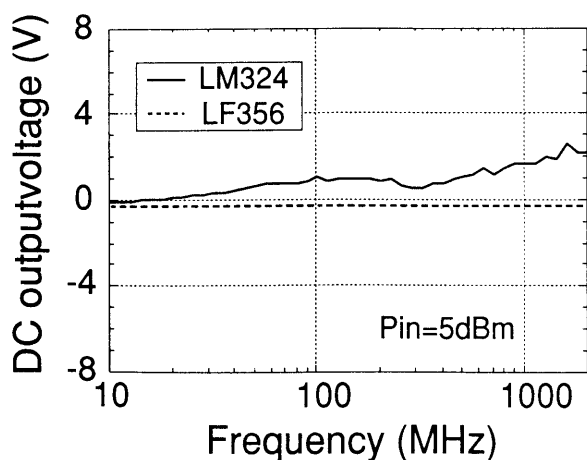
そこで以下では, LM324 において DC 出力電圧が発生する要因と出力端子, 電源端子から RF 信号を注入した場合の LM324 と LF356 のイミュニティの差の要因について検討する.



(a) $+V_s$ 端子(③)から注入



(b) $-V_s$ 端子(④)から注入



(c) 出力端子(⑤)から注入

図 6.7 電源, 出力端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧と RF 信号周波数の関係

6.4 出力端子, 電源端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧発生要因の検討

本節では, LM324 において出力端子, 電源端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧の発生要因について検討する.

筆者は, これらの端子から RF 信号を注入した場合の誤動作箇所として, オペアンプ入力段の可能性を考えた. これは入力段でのわずかな DC 変動が, 出力では大きな DC 変動となって現れるからである.

今回, この可能性について検討するため, オペアンプ IC の入力端子ピン間に 1000pF のチップコンデンサを接続し, 出力, 電源端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力特性を調べた. 入力端子間へのコンデンサ接続は, 入力端子から RF 信号が注入された場合の誤動作対策として効果的な手法である. 接続した 1000pF のコンデンサは, データシートによれば図 6.8[13]に示すインピーダンスを持っている. ただし実使用状態では, 回路の配線のインダクタンスが入るため, 図 6.8 よりも共振周波数は下がっていることが予想される.

出力端子から 5dBm の RF 信号を注入した場合の測定結果を図 6.9 に示す. 図よりコンデンサ接続により, 全周波数領域にわたり, DC 出力電圧が抑えられていることがわかる. また電源端子から注入した場合も, 同様に DC 出力電圧は抑えられることを確認した. この結果から, 出力, 電源端子から注入した RF 信号は, ある経路を通して入力端子まで伝搬し, 差動増幅器の入力トランジスタで整流され, 誤動作を引き起こしていることがわかった.

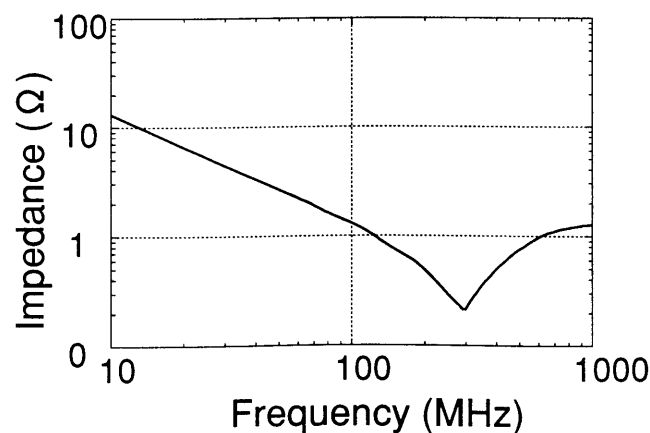


図 6.8 使用した 1000pF のコンデンサの周波数-インピーダンス特性

つぎに出力，電源端子から注入した RF 信号が，どのような経路を通過して入力端子まで伝搬するのかを調べた。この RF 信号の伝搬経路としては，

- (1) 100k Ω の帰還抵抗を通る経路
- (2) オペアンプ内部を通る経路

のふたつが想定される。今回，これらの経路の影響を調べるため，図 6.10 に示すように 100k Ω の帰還抵抗の間に 1000pF のチップコンデンサを接続した場合の出力特性を調べた。(1)を通る経路が支配的であれば，コンデンサ接続により，出力特性が抑えられるはずである。出力端子から RF 信号を注入した場合の結果を図 6.11 に示す。図よりコンデンサの接続の有無により出力特性は，ほとんど変化しないことがわかった。また電源端子から注入した場合も同様に出力特性には，ほとんど変化は見られなかった。以上の結果から，今回対象とした反転増幅器では，出力，電源端子から注入した RF 信号は，主にオペアンプ内部を通過して，入力トランジスタまで伝搬していることがわかった。

本実験の場合，帰還抵抗が 100k Ω であり，ほぼ純抵抗と見なすことのできるチップ抵抗

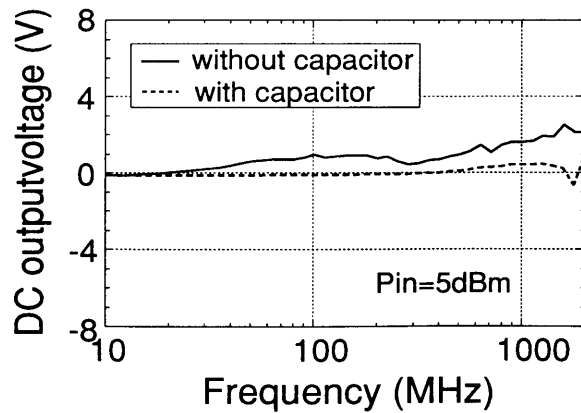


図 6.9 入力端子間への 1000pF のコンデンサ接続による DC 出力電圧への影響

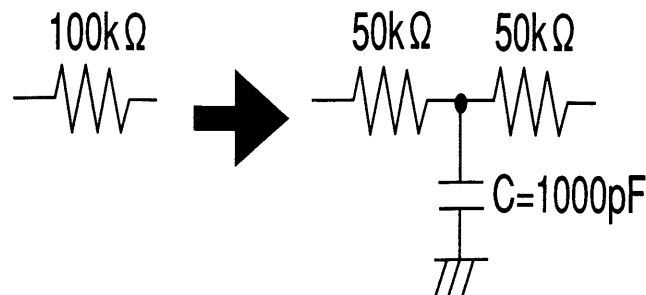


図 6.10 帰還抵抗の間に 1000pF のコンデンサ接続

を用いているため、測定周波数全域にわたり、オペアンプ内部を流れる経路に比べ、インピーダンスが高く、RF 信号の減衰量が大きい。したがってオペアンプ内部を通る経路が支配的になっていると考える。

つぎに電源ラインのバイパスコンデンサを取り外して、電源ラインの高周波インピーダンスを変えた場合の出力特性を測定した。出力端子から 5dBm の RF 信号を注入した場合の結果を図 6.12 に示す。図よりバイパスコンデンサを接続しなかった場合、出力電圧は大きくなることがわかった。特に数 100MHz 以下ではその傾向が顕著であった。この結果はバイパスコンデンサがない場合、出力端子から注入された RF 信号は、主に電源ラインを経

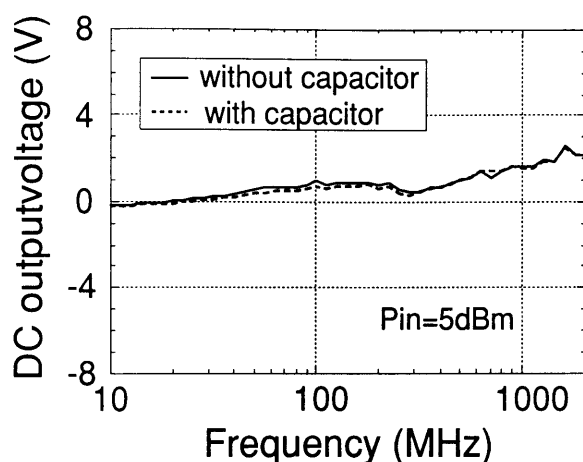


図 6.11 帰還抵抗間へ 1000pF のコンデンサ接続による DC 出力電圧への影響 (出力端子から RF 信号注入)

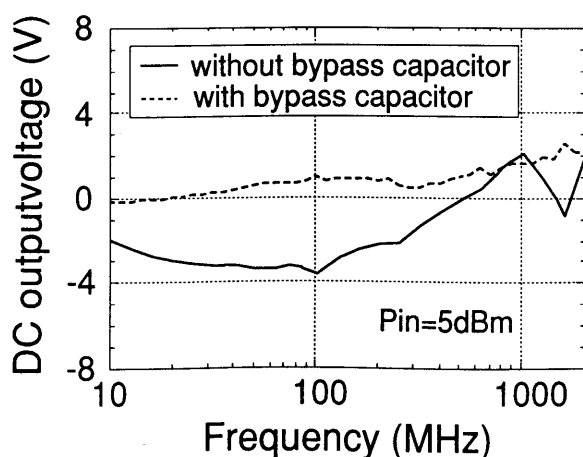


図 6.12 電源ラインへのバイパスコンデンサ接続による DC 出力電圧への影響

由して入力トランジスタまで伝搬していることを示している。また電源ラインから RF 信号を注入した場合も同様にバイパスコンデンサを接続しない場合に比べ、出力変動は大きくなった。

つぎに LM324 において図 6.7 に示したように $+V_s$ 端子、 $-V_s$ 端子の電源端子から RF 信号を注入した場合、100MHz 以上で同様の出力特性が観測された結果について検討する。この要因として、一方の電源端子から注入した RF 信号がもう一方の電源端子にリークしている可能性を考えた。そこでこの反転増幅器において、 $+V_s$ 端子と $-V_s$ 端子間の減衰特性をネットワークアナライザ(HP-8510C)を用いて測定した。測定周波数は、ネットワークアナライザの制約から 50MHz から 2GHz とした。結果を図 6.13 に示す。図より測定周波数領域では、減衰量は -1dB から -7dB 程度であり、一方の電源端子から注入した RF 信号は、もう一方の電源端子にかなりリークしていることが確認できた。RF 信号を注入していない方の電源ラインは、バイパスコンデンサを接続しているものの RF 信号に対してはあるインピーダンスを持っている。したがって RF 信号を注入していない電源端子の端子電圧も、ある電圧振幅で変動する。そのため一方の電源端子からのみ RF 信号を注入しているにも拘わらず、もう一方の電源端子からも RF 信号が注入されたことと等しくなっていると考える。

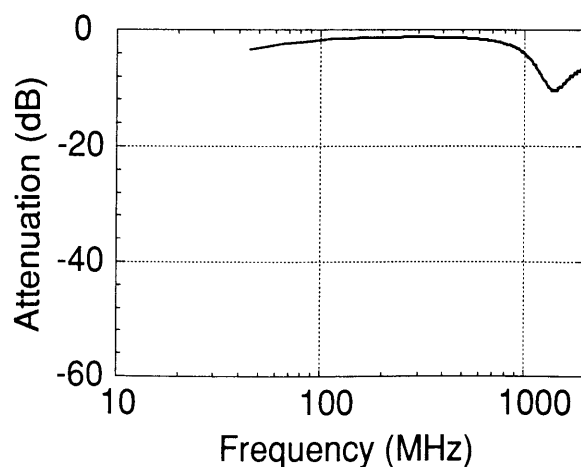


図 6.13 LM324 の電源端子間の減衰特性

6.5 両オペアンプの RF 雑音イミュニティの差の検討

本節では、出力、電源端子から RF 信号を注入した場合に LM324 と LF356 で RF イミュニティが異なる要因について検討する。これまでの結果から今回評価した回路では、出力、電源端子から注入した RF 信号は、入力トランジスタまで伝搬し、ここで整流され DC 出力電圧が発生していることがわかっている。このことから両オペアンプのイミュニティが異なる要因としてつぎのふたつが想定される。

- (a) LM324 の方が、LF356 に比べ、出力、電源端子から入力端子への RF 信号のリーク量が大きい。
- (b) LM324 の方が、LF356 に比べ、オペアンプ入力トランジスタの RF 信号の整流感度が高い。

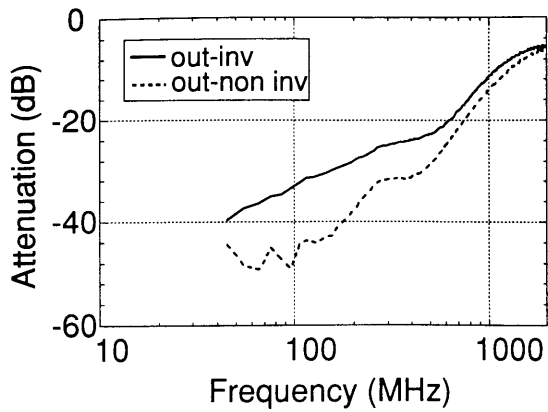
すでに示したように入力端子から RF 信号を注入した場合、入力トランジスタで RF 信号が整流され、DC 出力電圧が発生している。そこで入力トランジスタの注入パワーに対する整流感度を便宜的に(6.1)式のように定義する。

$$\text{整流感度} = \frac{\Delta V_{out}}{P_{in}} \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

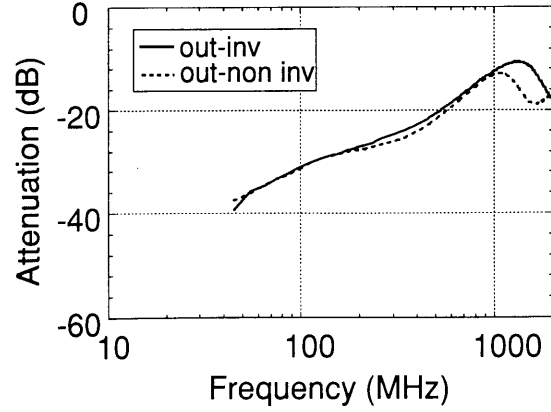
ここで P_{in} は、オペアンプ入力端子から注入された RF 信号パワー、 ΔV_{out} は、RF 信号注入による DC 出力電圧の変動分を表す。

以下では、これらについて検討する。まず(a)について検討するため、反転増幅器において、電源を供給した状態で出力および電源端子から各入力端子までの減衰量(S21)をネットワークアナライザを用いて測定した。測定周波数は、ネットワークアナライザの制約から 50MHz から 2GHz とした。結果を図 6.14, 図 6.15 に示す。図より、測定周波数のほとんどの領域において LF356 の方が LM324 に比べ減衰量は小さく、LF356 の方が出力、電源端子から入力端子への RF 信号リーク量が大きいことがわかる。この結果から、出力、電源端子から入力端子までの RF 信号のリーク量が、両オペアンプの RF イミュニティの差の要因ではないことがわかった。

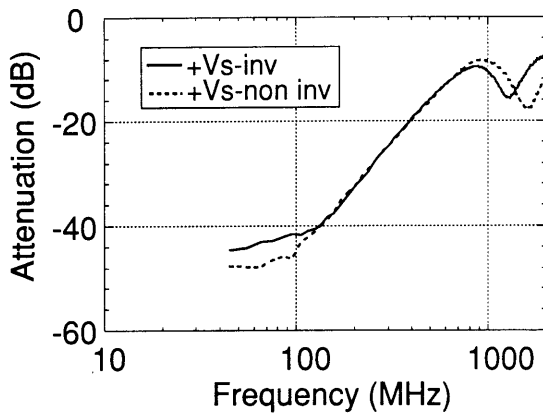
つぎに(b)の両オペアンプの入力トランジスタの整流感度の違いについて検討した。LM324 の入力トランジスタはバイポーラトランジスタ、LF356 は JFET である。そこでこのふたつの入力トランジスタの整流感度の差を調べるため、オペアンプの各入力端子から RF 信号を注入し、ほぼ同じ出力変動を引き起こすように RF 信号パワーを調整し、その RF 信号パワーの比較で整流感度を比較した。反転入力端子から RF 信号を注入した場合の結



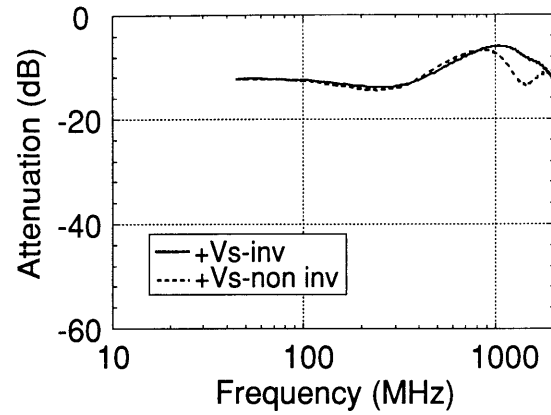
(a) 出力端子と各入力端子間



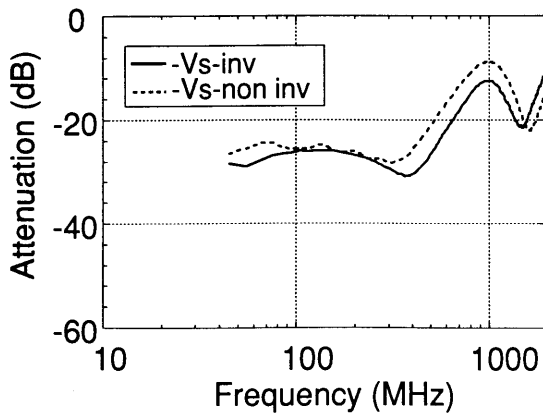
(a) 出力端子と各入力端子間



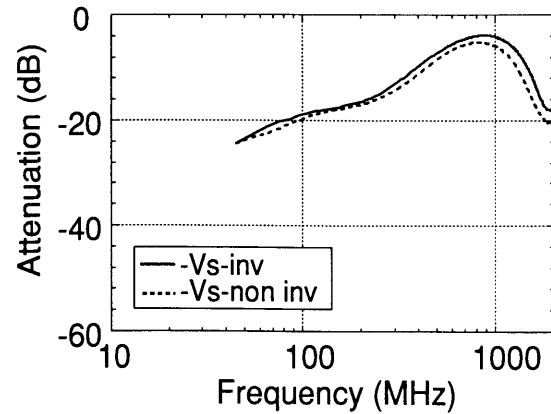
(b) +Vs 端子と各入力端子間



(b) +Vs 端子と各入力端子間



(c) -Vs 端子と各入力端子間



(c) -Vs 端子と各入力端子間

図 6.14 LM324 の出力, 電源端子と各入力端子間の減衰特性

図 6.15 LF356 の出力, 電源端子と各入力端子間の減衰特性

果を図 6.16 に示す。図からほぼ同じ出力が得られるパワーを比較してみると、LF356 が 5dBm, LM324 が-8dBm であることがわかった。この結果から、明らかにバイポーラトランジスタの方が、JFET に比べて整流感度が高いことが確認できた。

以上の結果から、電源端子、出力端子から RF 信号を注入した場合、LM324 の方が LF356 に比べ入力端子へのリーク量が少ないものの、入力トランジスタの RF 信号の整流感度が高いため、LM324 のみ DC 出力変動が現れていることがわかった。

また図 6.16 の結果は、図 6.3 に示した入力端子から同じ 5dBm の RF 信号パワーを注入した場合の両オペアンプの DC 出力変動の差も同様に説明できることを示している。トランジスタの種類によって RF 信号の整流感度は異なり[14]、今回対象とした両オペアンプの RF 雑音免疫性の差は、この入力トランジスタの整流感度の差が主要因であることが明らかとなった。

以上の結果から、オペアンプの RF 雑音免疫性を向上させるためには、入力トランジスタに RF 信号の整流感度の小さいトランジスタを用いること、また入力に戻る RF 信号の減衰が大きい回路構成にするという指針が得られた。

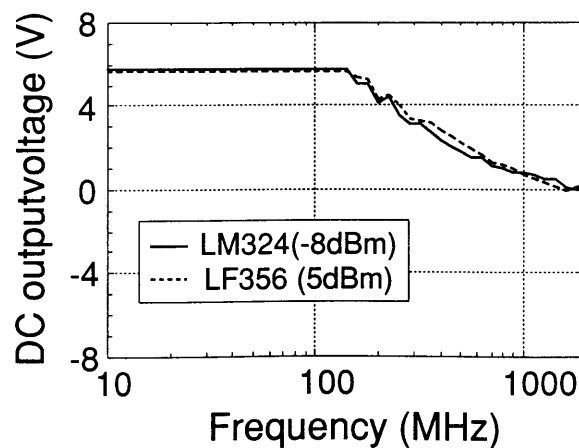


図 6.16 反転入力端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧の比較

6.6 まとめ

入力トランジスタの種類が異なる汎用オペアンプ LF356 と LM324 を対象として反転増幅器を構成し、オペアンプの各端子から動作周波数以上でかつ大振幅の RF 信号を注入した場合の DC 出力特性変動を評価した。得られた結果はつぎのとおりである。

(1) 両オペアンプとも、反転入力端子から RF 信号を注入した場合、正の DC 出力電圧が、非反転入力端子から注入した場合は、負の DC 出力電圧が発生するといった変動がそれぞれ観測された。この出力電圧は、入力トランジスタにおいて RF 信号が整流されることにより生じていることがわかった。

(2) 出力端子、電源端子から RF 信号を注入した場合、LM324 では大きな DC 出力電圧が観測され、LF356 では、DC 出力電圧はほとんど観測されなかった。今回評価した回路において LM324 では、これらの端子から注入した RF 信号は、オペアンプ内部を通過して入力トランジスタまで伝搬し、そこで整流されることにより、DC 出力電圧が発生していることを明らかにした。

(3) 出力端子、電源端子から RF 信号を注入した場合の両オペアンプの RF 雑音イミュニティの差は、バイポーラトランジスタと JFET といった入力トランジスタの違いによる RF 信号整流感度の差によって主に生じていることを示した。

第 6 章の参考文献

- [1] J.G.Tront, J.J. Whalen, C.E.Larson, and J.M.Roe, "Computed-aided analysis of RFI effects in operational Amplifiers," IEEE Trans. EMC, vol. EMC-21, no. 4, pp. 297-306, Nov. 1979.
- [2] R.E.Richardson, "Modeling of low-level rectification RFI in bipolar circuitry," IEEE Trans. EMC, vol. EMC-21, no. 4, pp. 307-311, Nov. 1979.
- [3] G.K.C.Chen, and J.J. Whalen, "Macromodel prediction for EMI in bipolar operational amplifiers," IEEE Trans. EMC, vol. EMC-22, no. 4, pp. 262-265, Nov. 1979.
- [4] H.Ghadamabadi, J.J. Whalen, R.Coslick, and C.Hung, "Comparison of demodulation RFI in inverting operational amplifier circuit of the same gain and with different input and feedback resistor values," Proc. of 1990 IEEE Conf. EMC, pp. 145-152, 1990.

- [5] S.Graffi, G.Masetti, and D.Golzio, "New macromodels and measurements for the analysis of EMI effects in 741 op-amp circuits," IEEE Trans. EMC, vol. EMC-33, no. 1, pp. 25-34, Feb. 1991.
- [6] S.Graffi, Z.M.V.Kovacs, G.Masetti, and D.Golzio, "EMI-induced failures in integrated circuit operational amplifiers," Microelectronics and Reliability, vol. 32, no. 11, pp. 1551-1557, 1992.
- [7] D.Golzio, S.Graffi, Z.M.V.Kovacs, and G.Masetti, "Correlation between EMI-induced failures and large-signal response of FET-input Op-amp," Quality and Reliability Engineering Int., no. 9, pp. 401-405, Sep. 1993.
- [8] A.S.Poulton, "Effect of conducted EMI on the DC performance of operational amplifiers," Electronics letters, vol. 30, no. 4, pp. 282-284, 1994.
- [9] J.Rahbek, "Comparison of the RF immunity of operational amplifiers", Proc. 12 th Zurich Symp. on EMC, pp. 43-44, Feb. 1997.
- [10] 服部 佳晋, 只野 博, 長瀬 宏, 糸魚川 貢一, "オペアンプ IC の RF ノイズ耐性の検討", 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J83-B, no.7, pp.1034-1042, Jul. 2000.
- [11] National Semiconductor 社, "オペアンプデータシート LF356 シリーズ", p.3-22.
- [12] National Semiconductor 社, "オペアンプデータシート LM324 シリーズ", p.2-329.
- [13] 村田製作所, チップ積層セラミックコンデンサデータシート,p.9, May 1996.
- [14] M.L.Forcier and R.E.Richardson, "Microwave-Rectification RFI response in field-effect transistors," IEEE Trans. EMC, vol. EMC-21, no. 4, pp. 312-315, Nov. 1979.

第7章 RF 信号注入による電圧レギュレータ IC の DC 出力電圧の変動

7.1 まえがき

自動車では、バッテリー電圧 12V から IC に供給する電源電圧 5V を作る IC として、電圧レギュレータ IC が搭載されている。電波照射によって電圧レギュレータ IC の出力電圧が変化すれば、この電圧を電源電圧とするすべてのデジタル IC の動作に影響を与える。このようなことから、電圧レギュレータ IC は、車載アナログ IC の中で最も重要な IC の一つに位置づけられる。

本章では、車載用として用いられる 3 端子電圧レギュレータ IC を対象とし、電波照射の代わりに大振幅 RF 信号を IC の各端子から注入した場合の DC 出力電圧変動を評価し、ハーモニックバランスシミュレーションを用いてその変動要因を解析する。またその解析結果から、IC 上で実現可能な対策法について検討する[1]。

7.2 評価 IC と評価回路

対象とした IC は、汎用の 3 端子レギュレータ IC である。その回路構成[2]を図 7.1 に示す。直列型のレギュレータであり、基本要素である基準電圧発生回路、誤差増幅回路、通過回路(出力回路)、分割抵抗から構成されている。これ以外に過負荷保護回路、温度補償回路が付加されている[3], [4]。主な仕様は、出力電圧 5V, 出力電流 1.5A, 出力抵抗 $8\text{m}\Omega$, ラインレギュレーション 25mV, ロードレギュレーション 10mV, リプル除去比($\Delta V_{in} / \Delta V_{out}$)は、80dB である[2]。

評価回路を図 7.2(a)に示す。DC 入力電圧 V_{in} には車載バッテリー電圧を想定した 12V を印加し、IN, OUT, GND の各端子からそれぞれ単独に高周波電波に相当する正弦波の RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧 V_{out} の変動を評価した。図は、IN 端子から RF 信号を注入した場合の回路構成を示している。レギュレータ IC と $1\text{k}\Omega$ の負荷抵抗(チップ抵抗)は、マイクロストリップ基板上に配置した。DC 入力電圧 V_{in} の印加と出力電圧 V_{out} の測定は、半導体パラメータアナライザ(HP 社製:4155A)を用いて行った。RF 信号は、

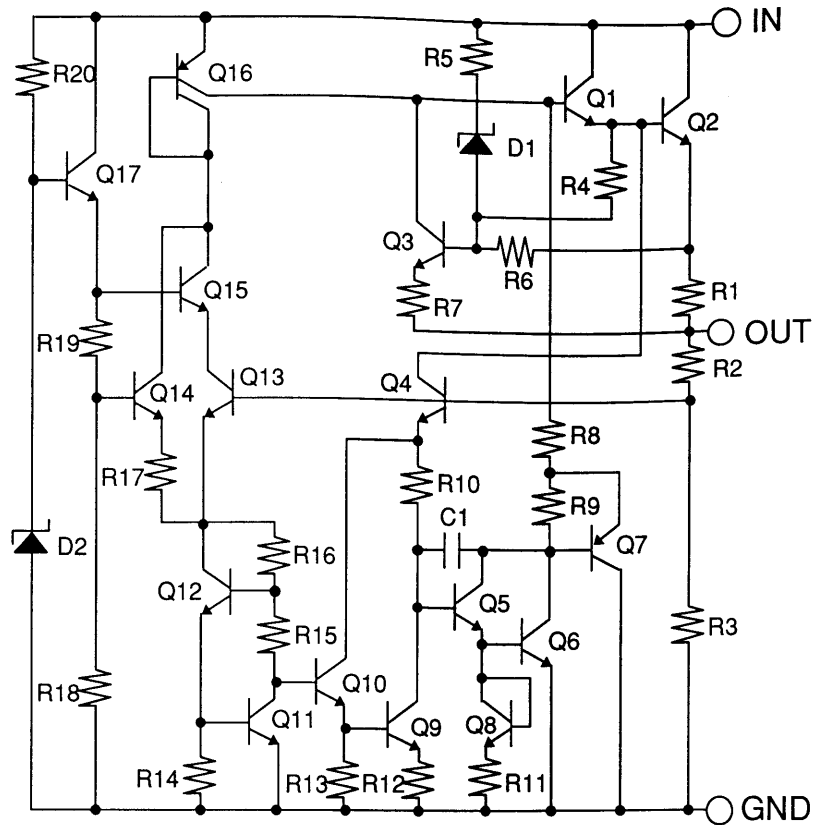


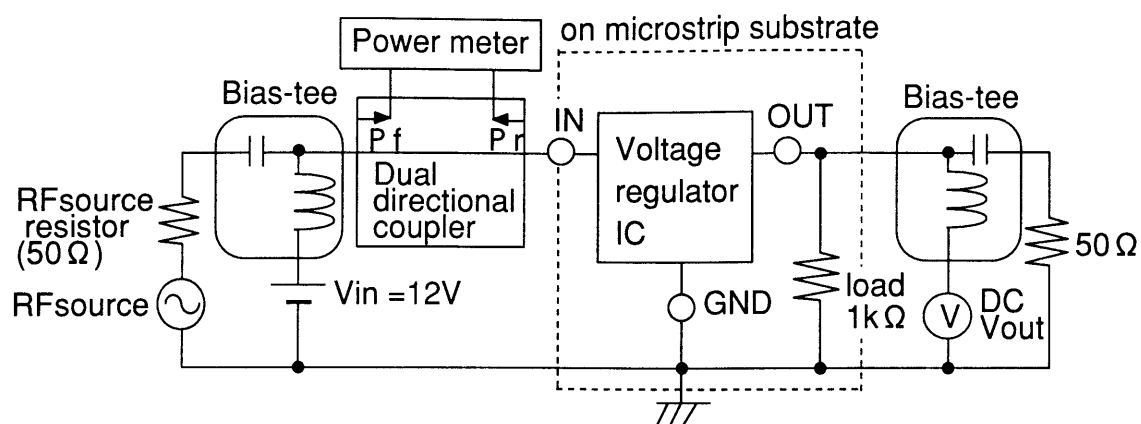
図 7.1 電圧レギュレータ IC の回路構成

Bias-tee と方向性結合器を介して IC の端子から注入した. 注入した RF 信号は周波数を 50MHz から 2GHz, パワー(P_f)を 0dBm から 15dBm とした.

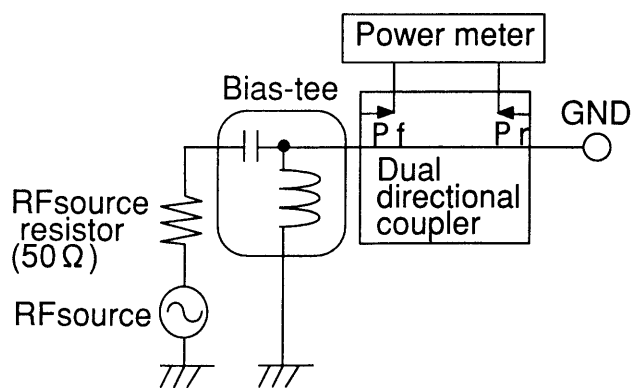
また出力側にも Bias-tee を接続し, OUT 端子に伝搬した RF 信号による計測器の誤動作を防止した. この Bias-tee のコンデンサ側には $50\ \Omega$ の抵抗を接続した. この抵抗は IN, OUT, GND のそれぞれの端子から単独に RF 信号を注入した場合に OUT 端子の負荷インピーダンスをいずれも同じにするために接続した. OUT 端子から RF 信号を注入する場合, この $50\ \Omega$ の抵抗の代わりに内部抵抗 $50\ \Omega$ の RF 信号源が接続される.

また GND 端子から RF 信号を注入する場合, RF 信号源は図 7.2(b)のような接続とした. この場合, 高周波的には, RF 信号源の内部抵抗 $50\ \Omega$ が IC の GND 端子と GND との間に接続されることになる. 実際の IC においては, GND 端子と GND との間には配線が接続される. この配線は, ある長さをもつため, 対象としている電波の周波数では, この配線長に

よるインピーダンスが無視できなくなる. そのため GND から電波が侵入した場合, この配線のインピーダンスにより GND 端子の電位は変動する. 図 7.2(b)は, その状況を想定した構成となっている.



(a) IN 端子から RF 信号を注入する場合



(b) GND 端子から RF 信号を注入する場合(RF 源から GND 端子までの部分のみ)

図 7.2 評価回路

7.3 実測結果

注入する RF 信号の周波数を 100MHz 一定とし、パワーを 0dBm から 15dBm に変化させた場合の DC 出力電圧の RF 信号パワー依存性を測定した。結果を図 7.3 に示す。図中、no RF は、RF 信号を注入しない場合の結果である。図より、どの端子から RF 信号を注入した場合も DC 出力電圧が、5V から減少する現象が観測された。これが RF 信号によるレギュレータ IC の誤動作である。5V からの変動量は、OUT 端子から注入した場合に最も大きく、ついで GND 端子、IN 端子の順であった。これらの変動量は、注入する RF 信号パワーの増加に伴い大きくなった。

つぎに RF 信号のパワーを 10dBm 一定とし、周波数を 50MHz から 2GHz まで変化させた場合の DC 出力電圧の RF 信号周波数依存性を測定した。結果を図 7.4 に示す。図より、どの端子から注入した場合も測定範囲においては、周波数が低いほど出力電圧の変動が大きくなり、また 300MHz 以上では、ほとんど変動が観測されないことがわかった。一般に電圧レギュレータ IC は、DC もしくは数 100Hz 以下といった入力電圧を対象としているため、IC の周波数特性は、設計では特に考慮されておらず、トランジション周波数 f_t の小さいトランジスタで構成されている。そのため今回対象とした数 10MHz 以上の RF 信号に対しては、周波数の増加に伴い IC の寄生容量を介して流れる成分が増加し、このような特性になったものと考えられる。

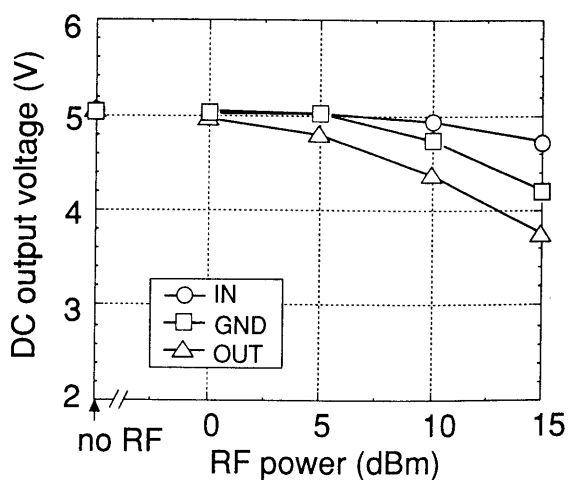


図 7.3 DC 出力電圧の RF 信号パワー依存性 ($f=100\text{MHz}$)

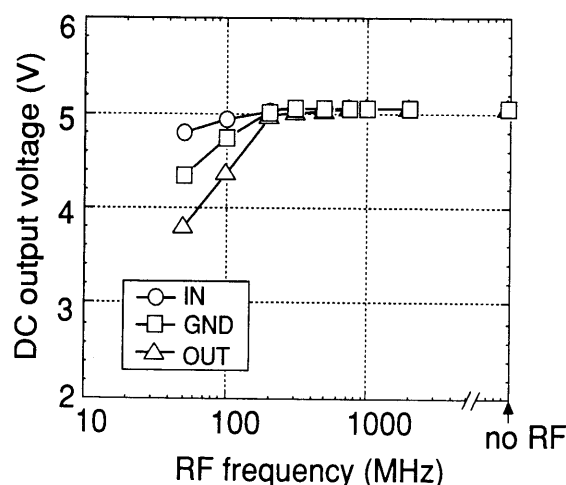


図 7.4 DC 出力電圧の RF 信号周波数依存性 ($p=10\text{dBm}$)

7.4 シミュレーション結果

つぎにハーモニックバランスシミュレータを用い、RF 信号注入によるレギュレータ IC の DC 出力電圧特性をシミュレーションした。

まず 100MHz の RF 信号を IC の各端子から注入した場合の DC 出力電圧の RF 信号パワー依存性をシミュレーションした。GND 端子から注入した場合の実測結果との比較を図 7.5 に示す。

最初にバイポーラトランジスタモデルとしてコレクタ、ベース、エミッタからなる通常の 3 端子の Gummel-Poon モデルを用いてシミュレーションを行った。図中、sim1 がその結果である。sim1 では、RF 信号を注入しない no RF の点での出力電圧の値は、実測結果とほぼ一致したが、RF 信号を注入した場合の結果は、実測結果とは、大きく異なることがわかった。そこでこの実測との差の原因として、つぎの 2 点を考え、これらについて検討した。

(1) 基板の電位変動をシミュレーションでは考慮していない。

評価した IC では、GND が最も低い電位となるため、IC の GND 端子は、p 型アイソレーション領域、すなわち基板に接続される。そのため GND 端子から RF 信号を注入した場合、図 7.1 の回路図上で示した GND ラインだけでなく、基板の電位も同様に变化する。基板端子のない通常の 3 端子モデルでは、基板は 0V に固定されており、基板の電位変動が表現できない。基板の電位変動を表現するためには、通常の 3 端子以外に基板端子を設けた 4 端子モデルが必要となる。シミュレータの中には、4 端子モデル[5] も定義されており、この基板端子と GND 端子を接続し、RF 信号注入による DC 出力特性をシミュレーションした。結果を図 7.5 中の sim2 で示す。sim1 と比較すると、実測結果にかなり近づいていることがわかる。

(2) トランジスタ内部の寄生成分を除いた寄生成分をシミュレーションでは考慮していない。

sim1, sim2 では、トランジスタモデルの中で定義されている寄生成分以外は考慮していない。IC 内部では、素子の電氣的分離は、pn 接合により行われる。したがって接合箇所には、必ず寄生接合容量が存在する。RF 信号注入による出力特性には、この寄生容量成分が大きく影響を及ぼしていることが予想される。しかし回路中のすべての寄生成分をすべて見積もり、回路中に取り入れることは、実際には不可能である。IC 内部の寄生容量として最も大きいのは、面積的な点から p 型アイソレーションと n 型エピタキシャルコレクタ層の間に形成される接合容量である。そこで今回、図 7.1 において他のトランジスタに比べて

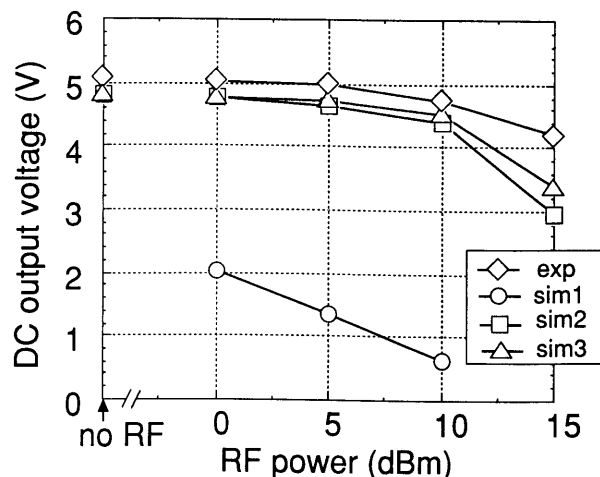
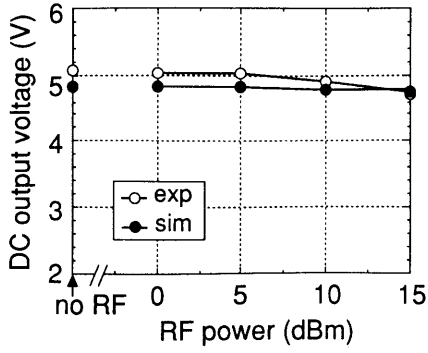


図 7.5 GND 端子から 100MHz の RF 信号を注入した場合の DC 出力特性の実測とシミュレーション結果の比較
sim1:3 端子トランジスタモデル, sim2:4 端子トランジスタモデル
sim3:4 端子トランジスタモデル+寄生容量

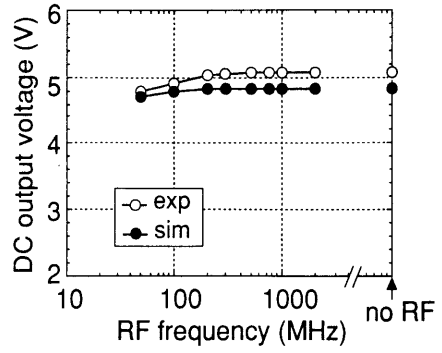
圧倒的に面積の大きい出力トランジスタ Q1 と Q2 のトランジスタのこれら接合容量をレイアウトパターンと想定される接合深さ、不純物濃度から 105pF と見積もり、これをシミュレーション回路に付け加えた。また R2, R3 の抵抗の寄生容量も考慮した。R2 の容量値は 0.1pF, R3 の容量値は 0.5pF である。p 型不純物拡散で作られているこれら抵抗は、高周波的には、RC のローパスフィルタとなる。後述する解析結果から、RF 信号は、これらの抵抗を経由して、DC 出力を引き起こしているトランジスタまで伝搬している。そのためこれら抵抗の寄生容量が、出力特性に影響を及ぼすことが予想される。4 端子トランジスタモデルを用い、さらに上記寄生容量を考慮した回路で、DC 出力変動をシミュレーションした結果を図 7.5 中の sim3 で示す。全てのトランジスタのパラメータのフィッティングを行っていないため、RF 信号を注入しない点で実測とシミュレーションで、もともと差があることを考慮すると、RF 信号注入による出力電圧の変動が、かなりよく表現できていることがわかる。

なおこれ以外にマイクロストリップ線路、同軸ケーブルの高周波モデルもシミュレーション回路に取り込んだ場合についても検討したが、特性への影響はほとんどないことがわかった。

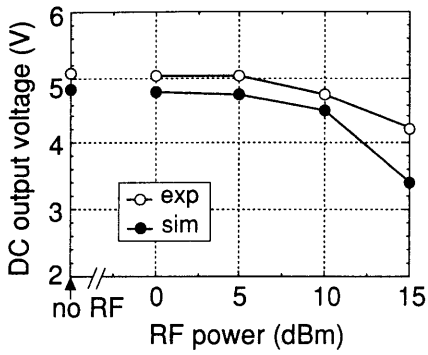
つぎにこの 4 端子モデルと一部の寄生成分を考慮した回路を用いて、IC の各端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧の RF 信号パワー依存性と RF 信号周波数依存性をシミュレーションした。結果を図 7.6 と図 7.7 に示す。実測結果とシミュレーション結果を



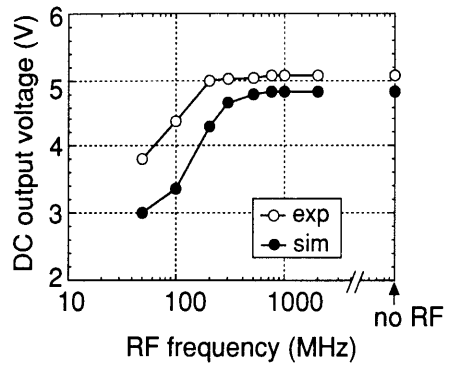
(a) IN



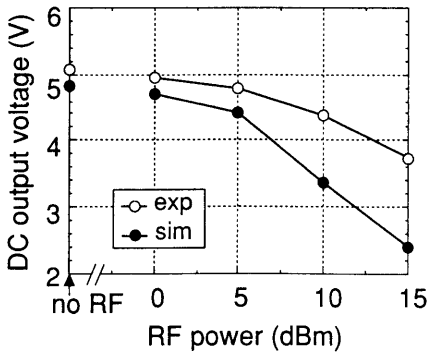
(a) IN



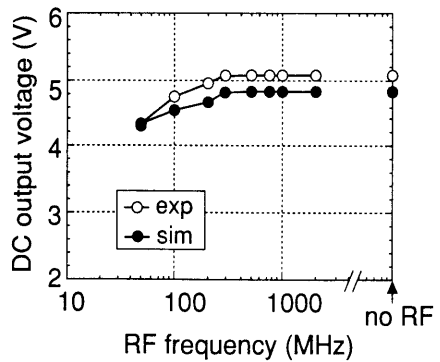
(b) OUT



(b) OUT



(c) GND



(c) GND

図 7.6 各端子から RF を注入した場合の DC 出力変動の RF 信号パワー依存性の実測結果とシミュレーション結果 ($f=100\text{MHz}$)

図 7.7 各端子から RF を注入した場合の DC 出力変動の RF 信号周波数依存性の実測結果とシミュレーション結果 ($p=10\text{dBm}$)

比較すると、シミュレーションでは、実測に比べ変化量は大きいものの、ほぼ実測結果を表現できていることがわかった。

また同上の回路を用いて、GND 端子から 100MHz, 10dBm の RF 信号を注入した場合の GND 端子の電圧波形(V_{gnd})と OUT 端子の電圧波形(V_{out})をシミュレーションにより求めた。オシロスコープを用いて実測した結果との比較を図 7.8 に示す。図 7.8(b)の V_{out} の平均値が、IC の DC 出力電圧となる。図から、いずれの端子の電圧振幅もシミュレーション結果の方が実測結果よりも若干小さくなっているが、実測結果をシミュレーションによってほぼ実現できた。

以上の結果から、RF 信号注入による出力電圧の変動だけではなく、IC 内部の動作も実際の現象がほぼ表現できていると考え、つぎにこのシミュレータを用いて IC 内部の誤動作解析を行った。

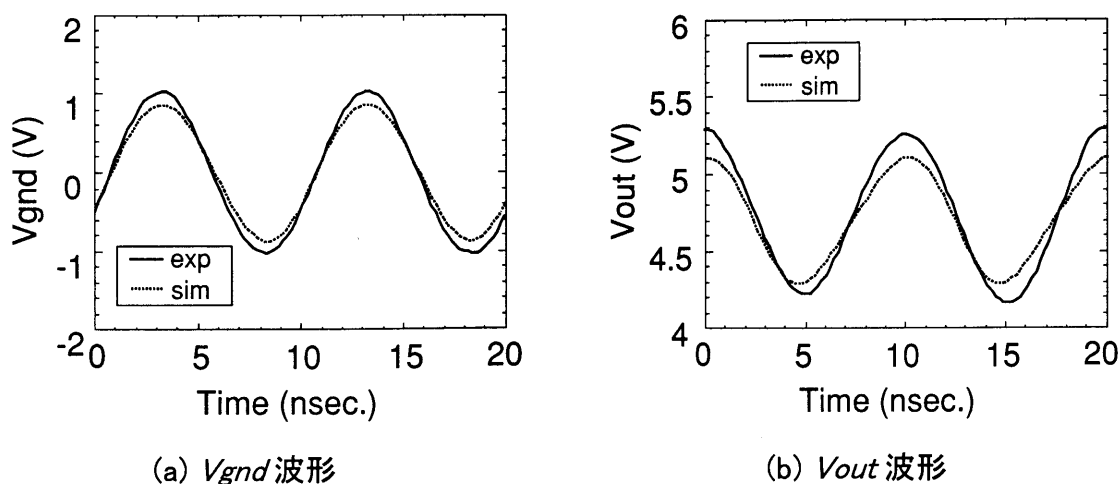


図 7.8 GND 端子から 100MHz, 10dBm の RF 信号を注入した場合の GND 端子電圧(V_{gnd})波形と OUT 端子電圧(V_{out})波形の実測とシミュレーション結果

7.5 誤動作解析と対策法の検討

正弦波の RF 信号の注入により、DC 出力電圧が変化していることから、この出力変動を引き起こしている箇所は、回路内の非線形素子であることが明らかである。評価した IC 内部で用いられている非線形素子は、バイポーラトランジスタとダイオードである。回路内では、トランジスタは活性領域で用いられる。第 3 章で述べた RF 信号注入によるバイポーラトランジスタの $V_{CE} - I_C$ 変動の結果から、ベースもしくはエミッタから RF 信号が注入された場合、ベース・エミッタ間電圧の変化により、大きな DC 特性変動が生じる。一方、この領域でのコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} に対してコレクタ電流 I_C は、ほぼ線形に変化するので、コレクタから RF 信号が注入された場合の DC 出力特性への影響は小さいことがすでにわかっている。したがって IC 内の誤動作解析としては、ベースもしくはエミッタに RF 信号が加わっている箇所を中心に検討すればよい。

解析の結果、対象とした IC では、どの端子から RF 信号を注入した場合も、図 7.9 に示した経路を通して伝搬した RF 信号が、Q4、Q5、Q6 のトランジスタのベース・エミッタ接合ダイオードにおいて整流されることにより、主に出力電圧の変動を生じていることがわかった。Q4 は、誤差増幅器の入力トランジスタである。またダーリントン接続された Q5、Q6 は、その増幅回路の利得段である。

この回路の DC 出力電圧は、次式で与えられる。

$$V_{out} = (V_{BE})_{Q4} + (V_{BE})_{Q5} + (V_{BE})_{Q6} + I_1 R_{10} + I_2 R_2 \quad \dots\dots\dots (7.1)$$

したがってこれらトランジスタの DC ベース・エミッタ間電圧 V_{BE} が、RF 信号の注入により減少すれば、DC 出力電圧 V_{out} は減少する。RF 信号注入による V_{BE} 低下のメカニズムを図 7.10 に示す。RF 信号の注入により、図のように V_{be} が変化する。その結果、ベース・エミッタ間ダイオードの電圧-電流特性の非線形により、正負で非対称のベース電流 I_b が流れ、ダイオードの電圧-電流特性は実線から点線のように変化する。このため RF 信号を注入する前と同じ I_B を流すための V_{BE} は、 V_{BE0} から V_{BE1} に低下する。

シミュレーションでは、RF 信号を注入しない場合の Q4、Q5、Q6 の V_{BE} は、それぞれ 0.7V、0.62V、0.69V であった。OUT 端子から 100MHz、10dBm の RF 信号を注入した場合、それぞれ 0.01V、0.57V、0.68V に低下した。この時、OUT 端子での電圧は、2.8Vp-p で正弦波的に変化していた。また Q4、Q5、Q6 の V_{be} の peak to peak 電圧は、それぞれ 1.6V、0.16、0.06V であった。この電圧値が大きいほど、 V_{BE} の減少量は大きくなる。

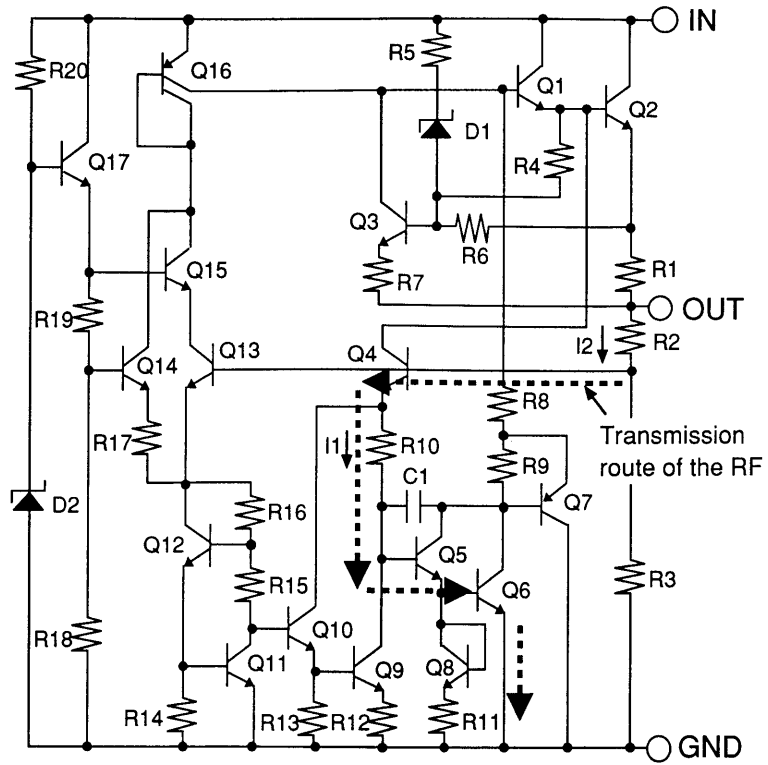


図 7.9 RF 信号の伝搬経路と主な誤動作箇所

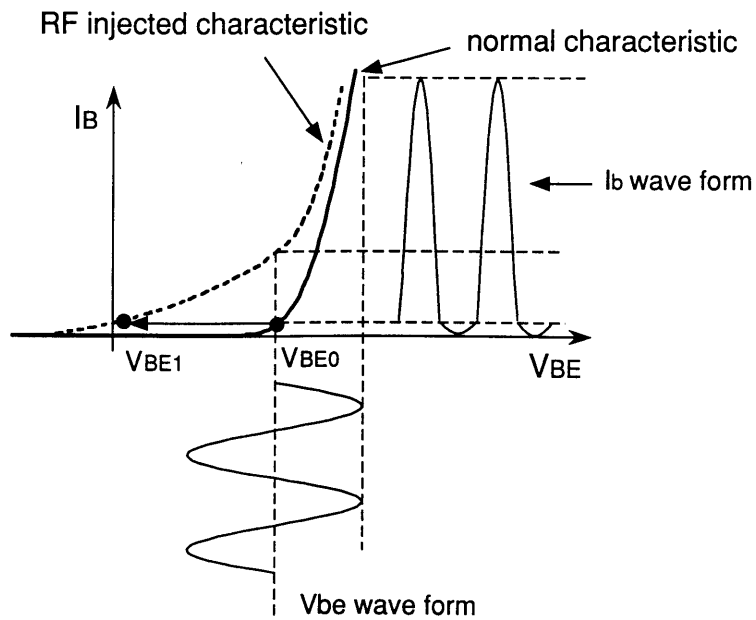
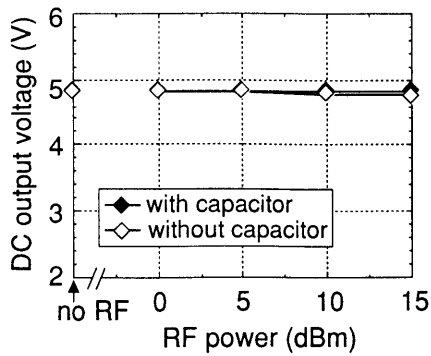


図 7.10 RF 信号注入による V_{BE} 低下のメカニズム

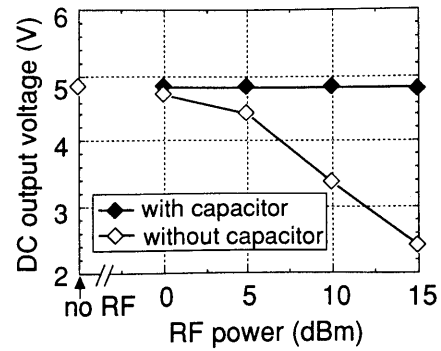
また GND 端子から同じ RF 信号を注入した場合のこれらトランジスタの V_{be} の振幅は、OUT 端子から注入した場合に比べ小さく、このため V_{BE} の変化も OUT 端子から注入した場合より小さくなっていた。さらに IN 端子から注入した場合は、上記トランジスタでの V_{be} の振幅は、より小さくなっていることがわかった。各端子から RF 信号を注入した場合のこれらトランジスタの V_{be} の振幅差は、それぞれの端子での入力インピーダンスの差、さらには Q4 に伝搬するまでの RF 信号の減衰の差によって生じている。

またこのようなトランジスタの V_{BE} の減少によって回路の誤差増幅器の負帰還点がずれ、回路に流れる電流 I_1 , I_2 も減少していることがわかった。

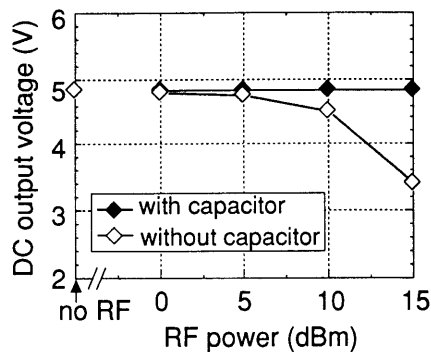
以上のようなメカニズムで DC 出力電圧が変動していることが明らかとなった。この結果から、出力電圧を作っているトランジスタの V_{be} の振幅を抑制すれば、出力電圧の変動を抑制できるものと考えられる。どの端子から RF 信号を注入した場合も主に Q4, Q5, Q6 の順に伝搬する RF 信号によって変動が生じている。したがって Q4 のベースラインの RF 信号の振幅を抑制すれば、Q4 だけでなく Q5, Q6 の変動も抑制できるはずである。この最も簡単で効果的な方法は、Q4 のベースと IC の GND 端子との間にコンデンサを接続する方法である。接続するコンデンサの容量値を検討した結果、今回の RF 信号の条件に対しては、50pF で、ほぼ出力電圧の変動を抑制できることがわかった。このコンデンサ接続の有無による DC 出力電圧の RF 信号パワー依存性のシミュレーション結果を図 7.11 に示す。ここでの RF 信号の周波数は、100MHz である。図よりコンデンサ接続により、出力電圧の変動が、ほぼ抑制できていることが確認できる。今回用いた 50pF という容量は、IC 上で十分搭載可能な値である。対象としたレギュレータ IC には、図 7.1 に示すように位相補償用としてコンデンサ C1 がすでに作り込まれている。したがって対策用コンデンサを入れる面積を IC 上で確保できれば、製造プロセスを何ら変更することなく、50pF のコンデンサ搭載が可能である。これにより IC 上での効果的な RF 雑音対策が実現できる。



(a) IN



(b) OUT



(c) GND

図 7.11 Q4 のベースと GND 端子間に 50pF のコンデンサを接続した場合の DC 出力特性 ($f=100\text{MHz}$)

7.6 まとめ

汎用の電圧レギュレータ IC を対象とし、各端子から大振幅の RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧の変動を評価した。その出力変動はハーモニックバランスを用いてシミュレーションし、バイポーラトランジスタモデルとして 4 端子モデルを用い、また p 型アイソレーションと n 型コレクタ接合間の寄生容量と抵抗の寄生容量成分を考慮することにより、実測結果をほぼ表現できることを示した。またこの出力変動要因を IC 内部レベルで誤動作解析を行った結果、主に誤差増幅器の入力トランジスタのベース・エミッタ間ダイオードでの RF 信号の整流により実効的なベース・エミッタ間電圧が低下し、さらにこのトランジスタの DC 出力電流が減少することで出力変動を生じていることを明らかにした。また IC 上で実現可能な対策法を示し、シミュレーションにおいてその効果を確認した。

第7章の参考文献

- [1] 服部佳晋, 只野博, 長瀬宏, “RF ノイズによる電圧レギュレータ IC の DC 出力電圧の変動”, 電学論 C, vol.120-C, no.1, pp.27-33, Jan. 2000.
- [2] National Semiconductor 社, “LM140 シリーズ 3 端子レギュレータデータシート” p.2.
- [3] R.J.Wilder, “New Developments in IC Voltage Regulator”, IEEE J. of Solid-State-Circuits, vol.sc-6, no.1, pp.2-7, Feb. 1971.
- [4] 中沢修治, 佐々木元, 村瀬清隆, “アナログ集積回路”, pp.200-214, 近代科学社, 1975.
- [5] “HP 8510B Microwave and RF Design Systems Component Catalog”, vol.4, p.17, 1994.

第 8 章 総括

自動車用 IC の電磁環境は、民生用 IC のそれに比べて極めて過酷である。またその誤動作が直接人命に影響するといったことから、電磁環境に対する信頼性確保は重要な課題となっている。車載 IC の電磁環境における問題として、近年特にクローズアップされている問題の一つに携帯電話や自動車電話等の無線機器から発する高周波電波が雑音となって引き起こされる IC の誤動作がある。従来、このような IC の誤動作に対して、IC を搭載する電子機器内部において、LC フィルタやバイパスコンデンサなどの対策部品の追加、プリント基板のパターン変更などの対症療法的な方法により解決がなされてきた。しかしこのような方法では、開発工数および開発期間の増加、電子機器のコストアップなど新たな問題が発生する。そのため電子機器に搭載する IC 自身の電波に対する免疫性を向上させることが強く望まれてきている。IC のこのような免疫性を向上させるためには、電波によって引き起こされる IC 内部の現象を解析し、その解析結果に基づいた対策を IC 上で施すことが必要である。しかし IC 内部の解析は、非常に困難であり、これまでほとんど行われてこなかった。

本研究では、現状で特に問題となっている車載トランジスタおよびアナログ IC の DC 出力変動といった誤動作を対象とした。まず IC の誤動作を引き起こしている電波の混入経路を明らかにした。つぎに混入する電波の代わりに大振幅 RF 信号をトランジスタおよび代表的なアナログ IC の端子から注入した場合の DC 出力変動を評価し、その変動要因を IC 内部レベルで解析した。また RF 信号注入による IC の誤動作解析、免疫性予測手法として、ハーモニックバランスシミュレーションの適用を提案し、その有効性を示した。以下に第 2 章から第 6 章で得られた結果の概要を示す。

第 2 章では、高周波電波に対する IC の誤動作解析手法を検討するため、TEM セル試験を用い、IC の誤動作を引き起こす電波混入経路を調べた。本試験では、2mm×1mm のサイズのオペアンプ IC を対象とし、10MHz～400MHz、200V/m の電界中で、IC の CAN パッケージの有無と IC に接続する配線長を 2.5cm から 7.5cm まで変化させた場合の IC の DC 出力電圧の変動について評価した。その結果、今回対象とした IC では、主に IC に接続された配線からの経路で混入した電波により誤動作が引き起こされていること、また

IC チップ表面からの混入による動作への影響はほとんどないことを明らかにした。

またこの結果から、電波の代わりに RF 信号を IC の各端子へ直接注入する試験法を用い、TEM セル試験において IC の誤動作に最も影響を与えている電波混入端子について比較、検討した。その結果、対象とした IC では、非反転入力端子から混入した電波雑音による影響が最も大きいことを明らかにした。

第 3 章では、npn バイポーラトランジスタを対象とし、トランジション周波数以上でかつ大振幅の RF 信号を各端子から注入した場合の DC 出力変動を調べ、その変動要因について解析した。

ベースから RF 信号を注入した場合、(1) 活性領域でのコレクタ電流が減少し、(2) $V_{CE} = 0V$ の点でのコレクタオフセット電流が流れるといった変動が観測された。(1)の要因については、RF 信号注入によるベース・エミッタ間電圧の大きな変化により、ベース電流も大きく変化し、その結果、コレクタ電流が飽和領域まで変化することによって引き起こされていることを明らかにした。また(2)については、コレクタに接続した負荷抵抗の電位変動により、コレクタ電流が正方向のみに流れるために生じていることを明らかにした。

エミッタから RF 信号を注入した場合もベースから注入した場合と同様に(3)活性領域でのコレクタ電流が減少し、(4) $V_{CE} = 0V$ でコレクタオフセット電流が流れるような変動を生じた。

(3)については、上記(1)と同様のメカニズムで引き起こされていること、また(4)は、RF 信号注入により、ベース・エミッタ間電圧とベース・コレクタ間電圧がほぼ同位相で変化し、両者が正となってトランジスタが動作する期間が生じ、発生していることを示した。

コレクタから RF 信号を注入した場合、(5) $V_{CE} = 0V$ でコレクタオフセット電流が流れるような変動を生じた。この変動は、上記(4)と同様のメカニズムで発生していることがわかった。また活性領域でのコレクタ電流の変化は観測されなかった。これは、ベース・エミッタ間容量がベース・コレクタ間容量に比べて大きく、コレクタからの RF 信号注入によってベース・エミッタ間電圧がほとんど変化しないためであることを示した。以上の結果から、IC 内では、バイポーラトランジスタのベースまたはエミッタに RF 信号が加わる箇所に着目して誤動作解析すべきであるとの指針が得られた。

第4章では、n-channel MOSFET を対象とし、RF 信号を各端子から注入した場合の DC 出力変動を調べ、その変動要因について解析した。

ゲートから RF 信号を注入した場合、飽和領域でのドレイン電流の増加、線形領域でのドレイン電流の変化、 $V_D = 0V$ 付近で負のドレイン電流が流れる変動が観測された。飽和領域のドレイン電流の増加と線形領域のドレイン電流の変化は、ゲート電圧に対するドレイン電流の非線形性により発生していることを明らかにした。また $V_D = 0V$ 付近での負のドレイン電流の発生は、ゲートから注入した RF 信号が、ゲート酸化膜容量と基板の寄生抵抗により分圧され、基板—ドレイン間に形成される寄生ダイオードの順方向電流が流れるために発生していることを示した。またこの結果から、ゲート面積の小さい MOSFET では、ゲート酸化膜のインピーダンスが大きくなるため、基板の電位変動が小さくなり、負のドレイン電流が流れないことを確認した。

ドレインから RF 信号を注入した場合、 $V_D = 0V$ 付近で大きな負のドレイン電流が流れた。これはドレインから注入した RF 信号により、基板—ドレイン間の寄生ダイオードの順方向電流が流れるために発生していることを明らかにした。

基板端子、ソース端子から RF 信号を注入した場合、測定した全領域にわたってドレイン電流の増加が観測された。これらは主に、ドレイン—基板—ソースによって形成される寄生 npn トランジスタが動作して流れる電流と基板バイアス効果で生じていることを示した。

第5章では、RF 信号注入による IC の誤動作解析手法として、ハーモニックバランス(HB) シミュレーションの適用を提案し、バイポーラトランジスタ、MOSFET および差動増幅器を対象として、RF 信号注入による DC 出力変動のシミュレーションに内外で初めて適用した。

バイポーラトランジスタのベースから RF 信号を注入した場合の $V_{CE} - I_C$ 特性を SPICE によるシミュレーション結果と比較した。その結果、HB ではトランジスタモデルとして、汎用の Gummel-Poorn モデルを用いても DC 出力変動が、SPICE に比べて桁違いの短時間でシミュレーションできることを示した。

また MOSFET の DC 出力変動に対しては、トランジスタモデルとして、SPICE の LEVEL3 を用い、かつ基板の寄生抵抗を考慮することにより、ゲートから RF 信号を注入した場合の飽和、線形領域のドレイン電流の変動とドレインから注入した場合の負のドレイン電流の発生といった変動が、精度よくシミュレーションできることを示した。

さらに差動増幅器に RF 信号を注入した場合の誤動作であるオフセット電圧の発生とゲ

インの低下の解析に、HB を適用し、これらの現象をほぼ表現できること、またその誤動作要因を解析できることを示した。

第 6 章では、入力トランジスタの種類異なる汎用オペアンプ LF356(JFET 入力)と LM324 (バイポーラトランジスタ入力)を対象として反転増幅器を構成し、オペアンプの各端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力特性変動を評価した。

両オペアンプとも反転入力端子から RF 信号を注入した場合、正の DC 出力電圧が、非反転入力端子から注入した場合、負の DC 出力電圧の発生が観測された。この電圧は、入力トランジスタで RF 信号が整流されることによって発生していることを明らかにした。

また電源、出力端子から RF 信号を注入した場合、LM324 では大きな DC 出力電圧が発生したのに対し、LF356 では、出力電圧はほとんど発生しなかった。今回評価した回路において、LM324 では、電源、出力端子から注入した RF 信号は、オペアンプ内部を通過して入力トランジスタまで伝搬し、そこで整流されて DC 出力電圧を発生していることを明らかにした。またこれらの端子から RF 信号を注入した場合の両オペアンプのイミュニティの差は、入力トランジスタの種類の違いによる RF 信号の整流感度の差が主な要因であることを示した。

第 7 章では、汎用の 3 端子電圧レギュレータ IC を対象とし、各端子から RF 信号を注入した場合の DC 出力電圧の変動を評価した。またその出力変動をハーモニックバランスを用いてシミュレーションした。その結果、バイポーラトランジスタモデルとして 4 端子 Gummel-Poon モデルを用い、また p 型アイソレーション領域と n 型コレクタ接合間の寄生容量と抵抗の寄生容量を考慮することにより、実測結果をほぼ表現できることを示した。またこの出力変動要因を IC 内部レベルで解析した。その結果、主に誤差増幅器の入力トランジスタのベース・エミッタ間ダイオードでの RF 信号の整流により、実効的なベース・エミッタ間電圧が低下し、さらにこのトランジスタの DC 出力電流が減少することにより、出力変動が生じていることを明らかにした。また IC 上での実現可能な対策法を示し、シミュレーションにおいてその効果を確認した。

以上のように本研究では、車載トランジスタおよび代表的なアナログ IC を対象とし、RF 信号による誤動作を評価し、その誤動作要因を解析した。またイミュニティ向上のための指

針についてもいくつか提示した。さらにこれらの誤動作解析，予測手法として，ハーモニックバランスの適用を提案し，この有効性を明らかにした。

現在，本論文の解析結果や提案手法を用いて，実際に IC の設計段階から RF 雑音対策がすでに施され，RF 雑音に対する免疫性を向上させたアナログ IC の開発が行われている。

今後の課題としては，シミュレーションのさらなる精度向上のため，IC 内部の寄生成分を正確に見積もる技術の構築，またアナログ IC だけでなくデジタル IC を対象として RF 雑音に対する免疫性を評価し，解析することなどがあげられる。

21 世紀に向け，自動車では，交通事故や交通渋滞の回避などへの対応が実用化に向けて動きだしている。これらに対応するシステムでは，微弱信号を扱う新規センサも多数使用され，またより高い高周波信号も使用するため，今以上に車載 IC の電磁波に対する免疫性の確保は，より重要な課題になる。本研究の成果が，その課題解決の一助となることを期待する。

謝辞

本論文をまとめるにあたり終始ご懇切なご指導とご鞭撻を賜りました名古屋工業大学電気情報工学科教授 藤原修博士に心から感謝の意を表します。また有益なご助言、ご指導を賜りました名古屋工業大学電気情報工学科教授 池田哲夫博士、稲垣直樹博士に深く感謝申し上げます。

本研究は、筆者が(株)豊田中央研究所において行ったものである。本研究の遂行と論文作成の機会を与えて下さいました同研究所 高橋理一代表取締役所長および同研究所 高瀬公宥副所長に深く感謝いたします。また筆者が同研究に入社して以来、直接の上司として常に親身になり、ご指導ご鞭撻を賜りました同研究所 元デバイス部部長 長瀬宏様、デバイス部部長 只野博博士に厚くお礼申し上げます。さらに本研究を遂行するにあたり、有益なご討論並びに多大なご協力を頂きました同研究所情報通信研究室 林宏明様、(株)村田製作所 加藤貴敏様(元(株)豊田中央研究所)ならびに同研究所パワーデバイス研究室室長 上杉勉様はじめ同研究室の皆様方に深く感謝いたします。

また TEM セル実験において、実験方法のご指導および実験結果に対してご討論をいただきました同研究所光応用研究室 市川正様ならびに同研究所情報通信研究室 藤元美俊博士、佐藤和夫博士に感謝いたします。

また有益なご討論と実験等でご協力頂きました(株)デンソーと(株)東海理化の関係各位にお礼申しあげます。

最後にいつも励ましてくれた家族に深く感謝いたします。

研究業績一覧

1. 論文 (5 件)

- [1] 服部佳晋, 林宏明, 加藤貴敏, 只野博, 長瀬宏, “大振幅 RF 印加によるバイポーラトランジスタの DC 特性変動の一検討”, 電子情報通信学会論文誌 B-II, vol.J79-B-II, no.11, pp.797-804, Nov. 1996
- [2] Y.Hattori, T.Kato, H.Hayashi, H.Tadano, and H.Nagase, “Harmonic Balance Simulation of RF Injection Effects in Analog Circuits”, IEEE Trans. EMC, vol.40, no.2, pp.120-126, May. 1998
- [3] 服部佳晋, 只野博, 長瀬宏, “大振幅 RF 注入による MOSFET の DC 特性変動の検討”, 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J82-B, no.12, pp.2375-2383, Dec. 1999
- [4] 服部佳晋, 只野博, 長瀬宏, “RF ノイズによる電圧レギュレータ IC の DC 出力電圧の変動”, 電気学会論文誌 C, vol.120-C, no.1, pp.27-33, Jan. 2000
- [5] 服部佳晋, 只野博, 長瀬宏, 糸魚川貢一, “オペアンプ IC の RF ノイズ耐性の検討”, 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J83-B, no.7, pp.1034-1042, Jul. 2000

2. レター (1 件)

服部佳晋, 只野博, 長瀬宏, “IC の RF ノイズイミュニティ評価法の検討”, 電子情報通信学会論文誌 B-II, vol.J81-B-II, no.2, pp.179-182, Feb. 1998

3. 国際会議 (1 件)

Y.Hattori, T.Kato, H.Hayashi, H.Tadano, and H.Nagase, “Analysis of RF injection effects on analog circuits using Harmonic Balance Simulation”, 12th International Zurich

Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Symposium Proc., pp.47-52, Feb. 1997

4. 学会誌 (1 件)

服部佳晋, "半導体の RF ノイズイミュニティ", エレクトロニクス実装学会誌, no.6, vol.1, pp.451-456, Nov. 1998

5. 特許 (4 件)

[1] 服部佳晋ほか, "差動増幅器のノイズ耐性改善回路", 特願平 06-134002

[2] 服部佳晋ほか, "差動増幅器", 特願平 08-70773

[3] 服部佳晋ほか, "増幅回路", 特願平 08-23135

[4] 服部佳晋ほか, "安定化電源回路 ", 特願平 11-90364