

修士論文

高感度 RF エネルギーハーベスティング
回路の設計

Design of High-Sensitivity
RF Energy Harvesting Circuit

平成 28 年 2 月 4 日

指導教員 桜井 貴康 教授

東京大学大学院
工学系研究科電気系工学専攻
融合情報コース

37-146513 羅 丹

内容

第1章 序論.....	4
1.1 研究の背景と目的.....	4
1.2 本論文の構成.....	5
第2章 RF エネルギーハーベスティング回路の概要.....	6
2.1 RF エネルギーハーベスティング.....	6
2.2 RF エネルギーハーベスティングの基本回路.....	8
2.3 チャージポンプを用いたエネルギーハーベスティング回路の先行研究.....	12
2.4 目標性能.....	14
第3章 チャージポンプのモデリングと SPICE シミュレーション結果.....	16
3.1 MOSFET のモデリング.....	18
3.2 一段チャージポンプのモデリング.....	19
3.2.1 出力電圧の計算.....	19
3.2.2 1 段チャージポンプの等価回路.....	22
3.3 充電時間のモデリング.....	24
3.4 ブースト付きチャージポンプ.....	26
3.4.1 ブースト付きチャージポンプ回路のモデリング.....	26
3.4.2 ブースト付きチャージポンプ回路の SPICE シミュレーション結果.....	29
第4章 試作したチャージポンプ回路.....	35
4.1 1 回目チャージポンプ回路の設計仕様.....	35
4.2 測定結果と問題点.....	37
4.2.1 チャージポンプ回路の感度測定.....	38
4.2.2 チャージポンプ回路の充電時間測定.....	40
4.2.3 問題点.....	40
4.3 改善策(2 回目の試作).....	41
4.3.1 チャージポンプのキャパシタを小さく寄生容量を減らす.....	41
4.3.2 トランジスタのウェルの繋ぎ方.....	42
4.3.3 インダクタのチップ上実装.....	44
4.4 測定結果と問題点(2 回目の試作).....	45
4.4.1 チャージポンプ回路の感度測定.....	45
4.4.2 チャージポンプ回路の寄生容量測定.....	46
4.4.3 ブースト付きチャージポンプ回路の最高感度測定.....	47
4.4.4 問題点.....	48
第5章 まとめ.....	52
5.1 今後の展望.....	52

5.2 結論	53
参考文献	54
本研究に関する発表	56
謝辞	57

第1章 序論

1.1 研究の背景と目的

本研究では、極低入力電力で動作 RF エネルギーハーベストを提案し、理論計算、回路設計、SPICE シミュレーション、試作などを通じてその有効性を検討している。

1990 年代 IT（情報通信技術）革命が起こった以来、社会の情報化が急速に進んでいる。今や携帯、パソコンなどの通信端末が必要不可欠なものになっている。今後とも IoT(Internet of Things)、ビッグデータや人工知能などによる第 4 次産業革命の時代と呼ばれる高度情報化社会のさらなる進展が期待される。しかし、これらを実現される LSI 技術の一つ大きな課題はエネルギー問題である。

例えば、IoT は各種センサを搭載する無線センサノードの相互に通信することにより、自動認識や自動制御、遠隔計測などを実現する。そのため、数多くの無線センサノードが必要とされ、それらの電力供給が大きな課題となる。近年、周囲に存在するエネルギーを収集し、それを電力に変換するエネルギーハーベスティング(環境発電)技術が注目されている。

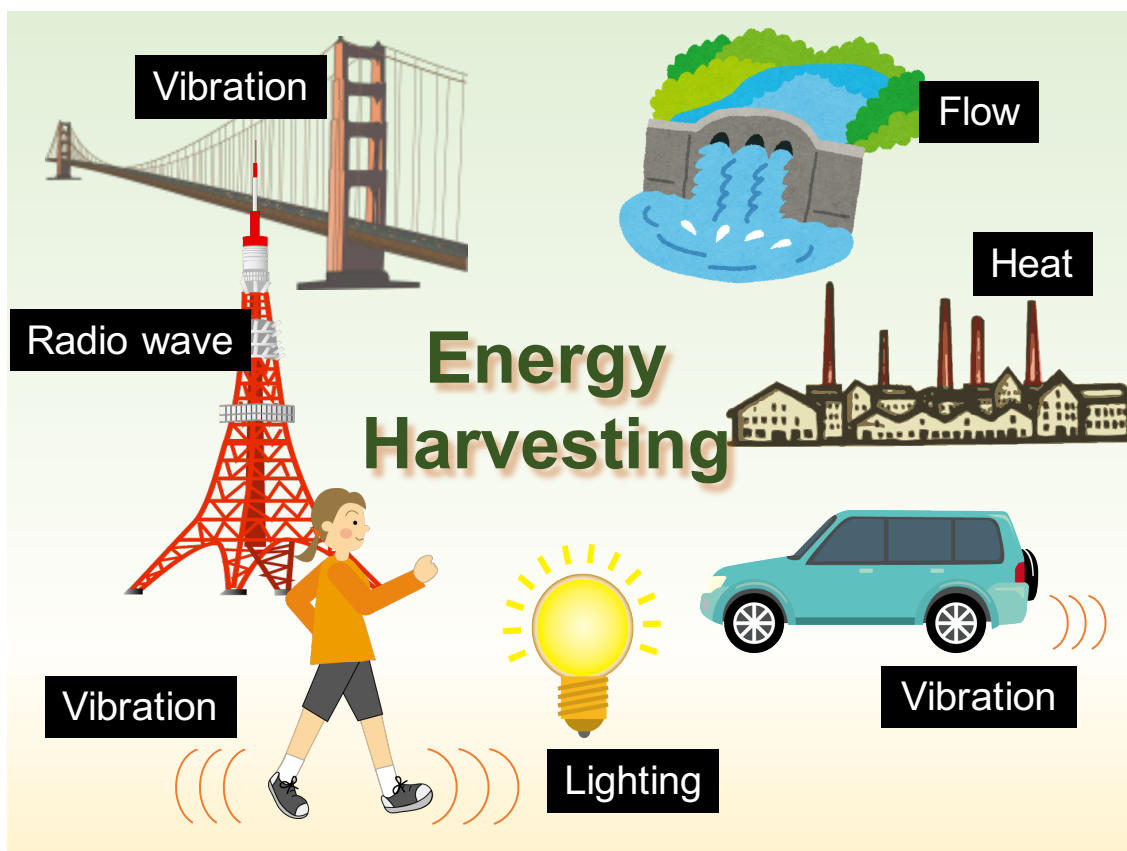


図 1-1 エネルギーハーベスティング

エネルギーハーベスティングソースの代として、自然エネルギーであるソーラーエネルギー、風力、温度差などが挙げられる。環境から収集されたエネルギーを低消費電力デバイスに供給することで、従来電力源のないところの電子機器を電力配線やバッテリー交換を必要なく動作させることが可能になる。そのようなエネルギーハーベスティングデバイスおよび、それらの応用に関する研究が近年盛んに行われる。このエネルギーをワイヤレスセンサーネットワークやモニターリングシステムに応用することで、これまでセンサネットワークの問題である電池交換などのメンテナンスが不要で、人が出入りできないところや電池交換が難しいところの情報収集などが容易になり、メンテナンスフリーで半永久的な動作をするデバイスが可能になる。

本研究では、エネルギーハーベスティングの一種である電波を利用する RF エネルギーハーベスティング用電源回路に注目している。電波は太陽光や風力、温度差などより環境依存性が小さいとの特徴があり、広い場面において発電に用いられると考えられる。ところで、送信アンテナから離れるところや環境電波をそのまま利用する場合、RF エネルギーハーベスティングの入力電圧が極めて小さいことが最大課題である。例えば、私の研究では 920MHz 帯の特定小電力無線局を用いて、10m 先のアンテナで受信することを想定すると、ハーベスタの受信電力を -25dBm 以下となる。

今回設計した RF ハーベスタは電波整流によく使われている Dickson Charge Pump を用いて整流と昇圧を行う。Dickson Charge Pump は低入力電圧で動作でき、インダクタらずオンチップで作れるなどの利点がある。しかし、入力電圧が極めて低い場合 Dickson Charge Pump で昇圧させることが難しい。チャージポンプの出力電圧は入力電圧の二乗に比例する [1]特徴を用いて、本研究ではパッシブ昇圧回路で入力電圧を昇圧してから、チャージポンプに入れる回路を用いる。しかし、極めて低入力電圧でのチャージポンプ動作や電圧ゲインと段数などのパラメータの関係が知られていないため、その解析を行った。

1.2 本論文の構成

本論文は 5 章で構成されている。第 2 章では、RF エネルギーハーベスティングの現状について紹介し、RF エネルギーハーベスタの構成要素とチャージポンプ回路を用いた先行研究についてまとめる。第 3 章では、RF エネルギーハーベスティング回路の動作原理やパラメータの設計指針、回路の感度や充電時間などについて理論解析を行う。第 4 章は、SPICE シミュレーションと実測結果で解析理論を確かめ、回路の有効性を示し、問題点を指摘する。第 5 章を今後の展望を述べ、本研究のまとめとする。

第2章 RF エネルギーハーベスティング回路の概要

本章では、RF エネルギーハーベスティング回路について紹介する。RF エネルギーハーベスティングの種類や基本回路、研究例等をまとめる。また、本研究の RF エネルギーハーベスティング回路の目標性能について述べる。

2.1 RF エネルギーハーベスティング

自然エネルギーとして、太陽光、風力、温度差などがあげられる。太陽光のソースは太陽であり、地上の場所に寄って太陽光の強度が大きく変化することがないが、時間や天候によって変化する。またエネルギーハーベスティングに用いる振動や熱ソースは人や機械、車がある限られる場所にあり、遠くまで運ぶことが難しいことにより、エネルギーハーベスティングを行うすぐそばにソースがあることが全体となる[2]。

一方、我々の身の回りに、携帯や Wi-Fi などの通信電波、テレビやラジオの放送電波、GPS などそれ以外の用途の電波、さらに電子レンジに用いられる加熱用マイクロ波など、用途、周波数、強度の様々な電波がある。それらの電波のソースは通信局や放送局など電波を出すところに限られるが、昼夜天気による強度の変化がなく、長い距離を離れるところまで搬送できる特徴がある。Wi-Fi など小さな電波の発信源に関して、発信源のコントロールでき、距離によってハーベストできる電力は比較的安定である。また、RF ハーベスタが得られる電力は距離によって決められるので、センサノードの場所によって受信電力が違ふ。これを利用して、センサネットワークの違うノードを制御することもできる。

エネルギーハーベスティングに用いる電波の発信源は RF ハーベスタ専用の発信源と周囲の発信源の 2 種類に分けられる。専用の RF 発信源はセンサノードに安定したエネルギーを供給するためによく使われる。例えば、免許や資格が要らない特定小電力無線局 315MHz 帯や 920MHz 帯を利用する。しかし、安全や健康への考慮により発信源の最大送信電力は電波法によって決められ、例えば 920MHz 帯の最大送信電力は 250mW で、10m 先に受信できるのは 3 μ W 程度の極めて小さい電力になる。専用の RF 発信源は簡単に制御されることができ、サービスの質が重視されるセンサノードに適切である。一方、周囲の電波を利用し発電する方法もある。例えば、テレビ電波やラジオ電波など固定された電波源や Wi-Fi など移動できる電波源から電波を受信し、エネルギーハーベスティングを行う研究もされている[3][4]。表 2-1[5]に規格によって定められた電波の強度をまとめる。この表より入力電波に強さは送信電波強度と送信距離で決められることが確認でき、また一般的に RF ハーベスタの受信電波強度はマイクロワットオーダーで、極めて小さいであることが分かる。

表 2-1 電波強度のまとめ[5]

Source	Source Power	Frequency	Distance	Energy Harvested Rate
Isotropic RF transmitter [6]	4W	902-928MHz	15m	5.5 μ W
Isotropic RF transmitter [7]	1.78W	868MHz	25m	2.3 μ W
Isotropic RF transmitter [8]	1.78W	868MHz	27m	2 μ W
TX91501 Powercaster transmitter [9]	3W	915MHz	5m	189 μ W
TX91501 Powercaster transmitter [9]	3W	915MHz	11m	1 μ W
KING-TV tower [10]	960kW	674-680MHz	4.1km	60 μ W

表 2-1 のような受信電波を利用して電波を収集するエネルギーハーベスタが多く研究されている。表 2-2 にいくつかの代表的な研究をまとめた。[6]ではチャージポンプを用いた回路で電圧の整流増幅を行った。チャージポンプ回路のトランジスタのゲート電圧を上げることで、しきい値を変え、回路を高感度化した。自作したアンテナを用いて、インピーダンスマッチングを行い、しきい値を変えたチャージポンプ回路で-22.6dBm の最高感度が得られた。[11]は 50 Ω のアンテナを想定し、インピーダンスマッチングした後、[6]に近いしきい値自己補償回路を用いてゲート電圧を変えたチャージポンプで、-24dBm の最高感度のハーベスタを実現した。[1]では、50 Ω アンテナ、CL 共振回路と基本のチャージポンプで構成された回路で-32dBm の感度を実現した。[7]では 10 Ω の自作アンテナを用いて、キャパシタバンクで電力ため、チャージポンプで昇圧を行い、-26.3dBm の感度が得られた。[12]では Q 値の高い L を実現させるため、水晶をインダクタとして使い、最高-30dBm の感度を得た。また、CMOS 回路以外、Ultra Low Power(ULP)ダイオード[13][14]や Tunnel FET[15]を利用したチャージポンプ回路も研究されている。しかし、以上の研究成果より 1V の出力電圧を得るため、-32dBm~-22dBm の入力電波が必要である。IoT やモニタリングなどに応用するため、さらに感度を上げることが必要である。

RF エネルギーハーベスティングは主に無線センサネットワークのセンサノードに電力を供給するために使われている。例えば、[16]では 915MHz と 2.45GHz の二つの帯域で動作する RF ハーベスタを用いた、最大データレート 5Mbps の送受信システムが紹介された。[17]では無線センサネットワークの RF 給電実験が行われた。また、無線センサネットワーク以外、医療や健康管理[18][19]、RFID[20]にも応用されている。RF エネルギーハーベスティングは古く電源不要の一石ラジオに始まるが、電波の偏在性や距離依存性と得られる電力が

小ささからなかなか商用化に至らなかった。しかし、2015年にWi-Fiなどを使ったRFエネルギーハーベスティングを使った商品が発表された。一例として、2015年5月米オハイオ州立大学の研究成果をもとに、ベンチャー企業のニコラ・ラブズが空中電波から電気に変換するiPhone 6ケースを発表した[21]。今後はさらに多くのIoTやリモートセンシング向けのRFエネルギーハーベスティング商品が発表されると思われる。また、ワイヤレス給電に関する法律も整えば、今後RFエネルギーハーベスティングとワイヤレス給電の連携も期待できる。

表 2-2 RF エネルギーハーベスティング回路の先行研究のまとめ

Paper	Minimum RF Input Power @ Output Voltage	Frequency	Technology
T. Le, et al [6] (2008)	-22.6 dBm @ 1V	906MHz	0.25 μ m CMOS
G. Papotto, et al [11] (2011)	-24 dBm @ 1V	915MHz	90nm CMOS
O. H. Seunghyun, et al [1] (2012)	-32 dBm @ 1V	915MHz	130nm CMOS
M. Stoopman, et al [7] (2013)	-26.3 dBm @ 1V	868MHz	90nm CMOS
A. Nimo, et al [12] (2013)	-30 dBm @ 1.9 V	13.56MHz	HSMS-286B

2.2 RF エネルギーハーベスティングの基本回路

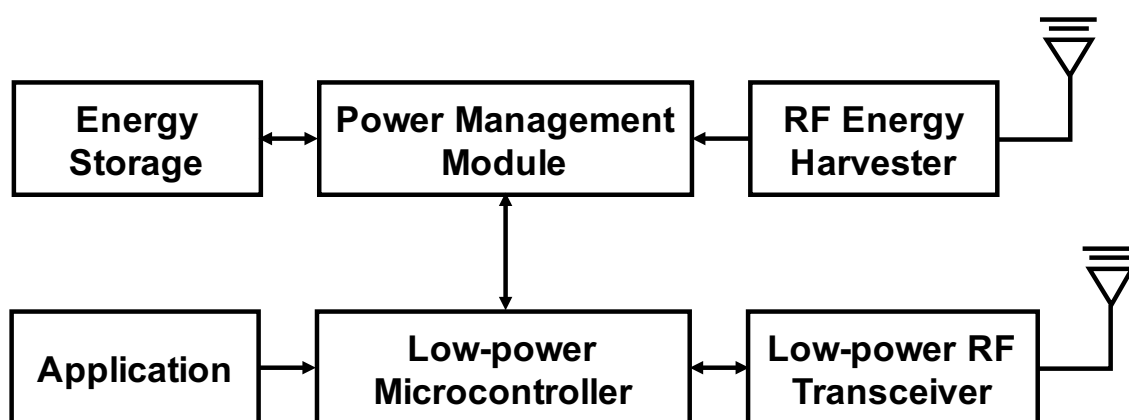


図 2-1 RF エネルギーハーベスティングノードの構成要素[5]

RF エネルギーハーベスティングノードは図 2-1 に示したいくつかの要素で構成されている。アプリケーション、アプリケーションのデータ処理する低消費電力マイクロコントローラ、ノードの通信のための低消費電力 RF 送受信機、RF 信号を電力にするエネルギーハーベスタ、RF エネルギーハーベスタが電力を貯めるか使うかを制御するパワーマネジメントモジュール、バッテリーまたはエネルギー貯蔵機能は基本の回路要素である。

また、RF エネルギーハーベスタは 基本図 2-2 のようにアンテナ、インピーダンスマッチング、電圧増幅器で構成されている。アンテナは特定の周波数や複数周波数に対応するアンテナが使われていて、また受信電力が小さいため効率のいいアンテナがよく使われている。インピーダンスマッチングはアンテナから得られたパワーを設計中心周波数において損失なく最大限に増幅器に伝えるための回路である。電圧増幅器はダイオードによって構成された RF-DC 整流器がよく使われている。一般的にダイオード回路は低入力電圧で効率が良く、キャパシタを使ってスムーズに負荷に電力を供給する。RF エネルギーのソース源が不安定になったとしても、キャパシタに貯まった電力で回路を動かすことができる。

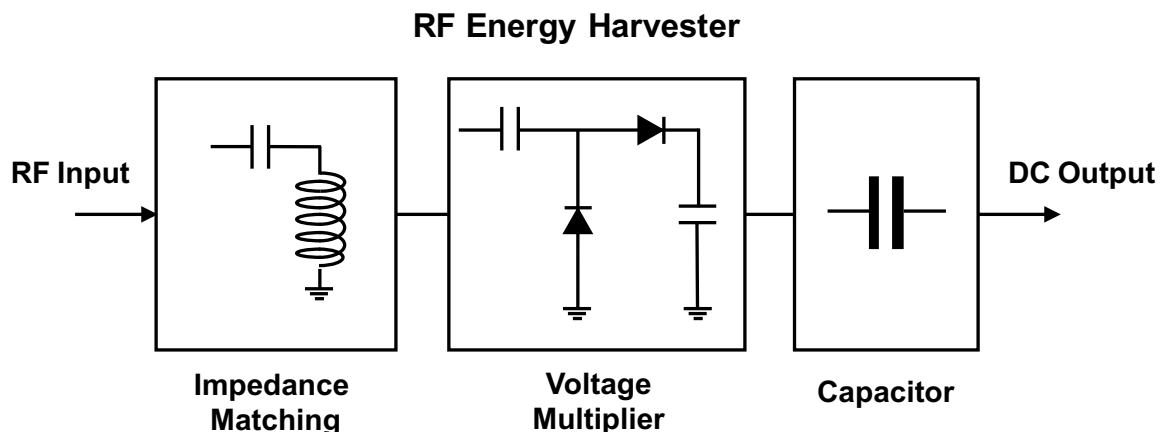


図 2-2 RF エネルギーハーベスタの基本構成要素

次に、電圧増幅器と整流器について詳しく紹介する。

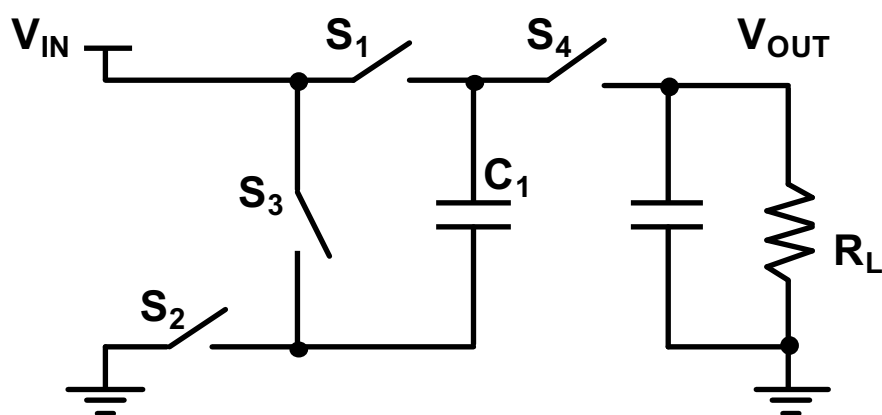
(1)DC-DC コンバータ(電圧増幅器)

昇圧によく使われている 2 つの DC-DC コンバータ、チャージポンプと Buck-Boost コンバータについて紹介する。

まず、図 2-3 に示す 2 つの DC-DC コンバータの動作原理を説明する。チャージポンプは、まずスイッチ S_1 と S_2 をオンすることで、コンデンサに電荷を貯める。次に、 S_1 と S_2 をオフに、 S_3 と S_4 をオンすることで、 $V_{IN}+V_{C1}$ の電圧が出力される。こうすることで、出力電圧 V_{OUT} は V_{IN} の 2 倍になる。Buck-Boost コンバータについては昇圧の Boost コンバータを例にして説明する。まず、NMOS のスイッチをオンにすることで、インダクタ L に電力を貯める。次に、NMOS のスイッチをオフに、PMOS のスイッチをオンにすることで、インダク

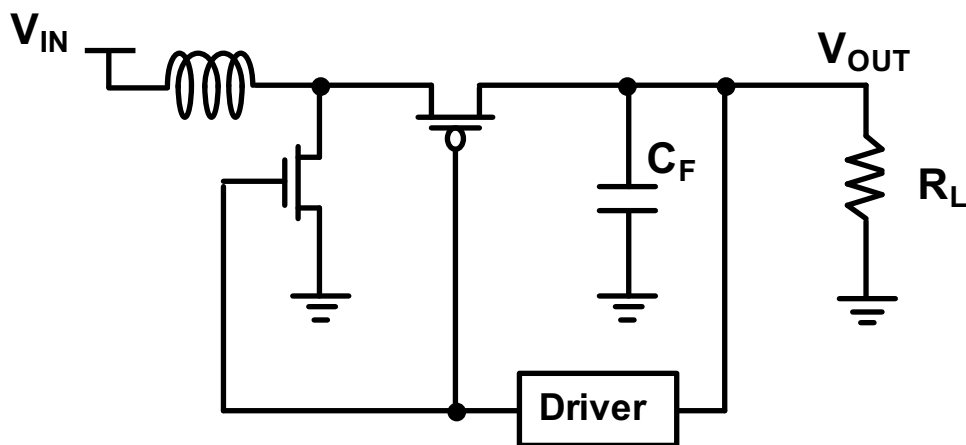
タが流れる電流を保とうとして、電源電圧と同じ向きの起電力を発生させ、出力電圧は $V_{IN}+V_L$ となる。

次に、この2種類の DC-DC コンバータの比較を行う。チャージポンプは低電力回路に使われていて、インダクタがないためオンチップに作れる。また、start-up 電圧が低いため、電源の start-up 回路として使うこともある[22]。一方、Buck-Boost コンバータについては出力電圧が連続で平滑化され、効率よく広い範囲の出力電圧を出すことができる。



S_1, S_2 on $\Leftrightarrow S_3, S_4$ on

(a) Charge Pump



(b) Boost Converter

図 2-3 DC-DC コンバータ

(2) 整流回路

RF ハーベスタのような入力電圧が交流である場合、整流回路(Rectifier)が必要となる。ここで、2種類の整流器について説明する。

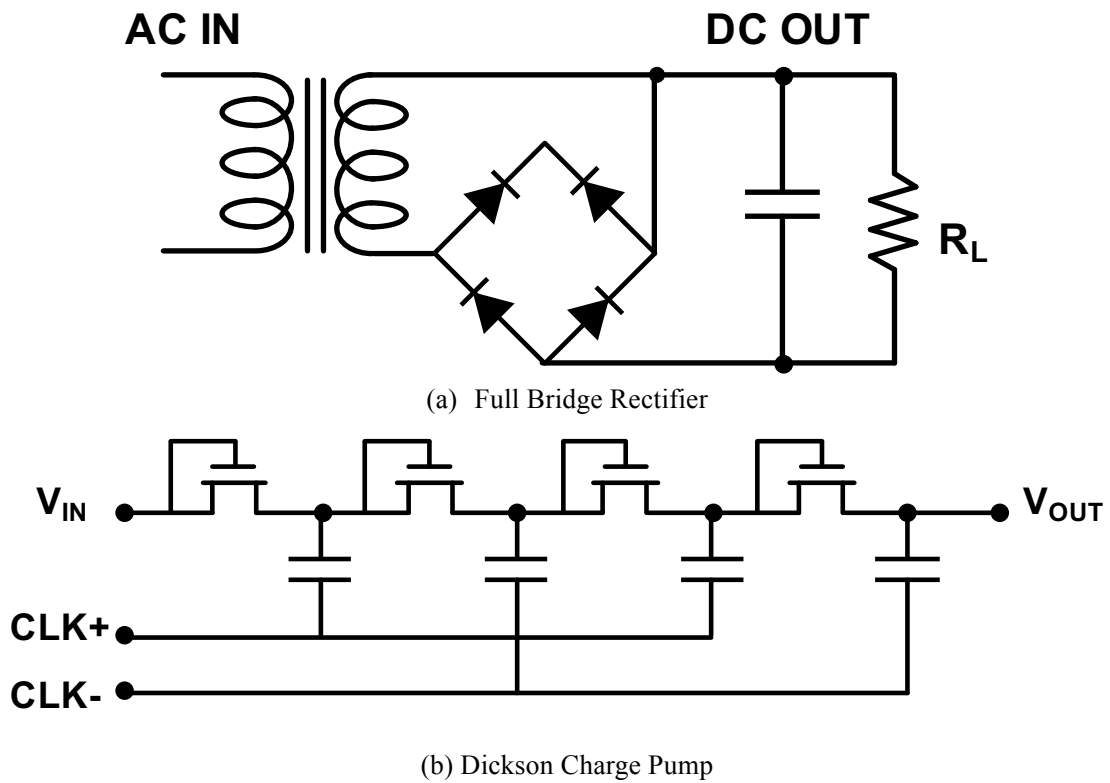


図 2-4 整流回路

入力電圧が高い場合、ブリッジ型の整流器よく使われている。図 2-4(a)の Full Bridge 型整流器を例として紹介する。まず、ブリッジ型につないだダイオードを用いて全波整流を行う。次に、コンデンサにより電圧を平滑化する。一方、入力電圧の低い(RF のアンテナ入力など)場合の整流器として Dickson Charge Pump がよく使われている[23]。これは(i)で紹介したチャージポンプと似た原理で、チャージポンプの逆位相のスイッチ信号を入れることで昇圧させる回路である。Dickson Charge Pump ではしきい値電圧の低いダイオードを選ぶことが性能向上につながるため、なるべくしきい値電圧の低いものを選ぶことが好ましい[11]。

2.3 チャージポンプを用いたエネルギーハーベスティング回路の先行研究

RF エネルギーハーベスティング回路において、GHz オーダーの受信電波をデバイスの電源にするため、周波数を落とすことが必要である。変換効率などの観点から、周波数を変換するより直流に整流した方がよいため、ハーベスタではアンテナの後に MOS を用いる整流回路がよく使われている。図 2-4(a)に示したような整流回路は交流電圧を直流に変換できるが、昇圧させることができないため、エネルギーハーベスティングのように弱い入力から高い電圧を求める場合、図 2-3 のような直流昇圧回路が必要となる。そこで、エネルギーハーベスティングでは図 2-4(b)の整流と同時に昇圧できるチャージポンプ回路がよく使われている。

チャージポンプは n 個のキャパシタを使って、バケツリレーのように電荷を入力から出力に運ぶ。チャージポンプの動作原理は 2.2(2)に説明した。入力電圧が大きい場合の出力電圧は

$$V_{OUT} = N(V_{IN} - V_{THN}) \quad (2-1)$$

で表せる。しかし、エネルギーハーベスティングのような入力電圧が極めて小さい場合、チャージポンプに使われている MOSFET の動作領域の違いにより、チャージポンプの動作を改めて解析する必要がある。また、エネルギーハーベスティングのような極低入力の昇圧回路では高効率より高感度であることが求められている。

ここで、チャージポンプに関する先行研究を一つ紹介する。

ミシガン大学の発表論文[1]では、入力電圧が極めて小さい場合のチャージポンプ回路の出力電圧の解析を行った。入力電圧が小さい時、トランジスタはサブスレシヨルド範囲で動作し、トランジスタのドレイン電流は次の式で表せる。

$$I_D = I_S \cdot e^{\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_T}} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_T}} \right) \quad (2-2)$$

ここで、 V_T は熱電圧($=kT/q$)であり、300K では約 26mV である。一周期の電荷量は

$$Q = \int_0^T I_D dt = \int_0^T I_S \cdot e^{\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_T}} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_T}} \right) dt = 0 \quad (2-3)$$

で表せる。出力電圧が飽和する時、電荷が運ばれなくなり $Q=0$ になる。近似計算より出力電圧は

$$V_{OUT} \approx \frac{N \cdot V_A^2}{2V_T} \quad (2-4)$$

と得られる。ここで、 N はチャージポンプの段数で、 V_A は入力電圧である。出力電圧は入力電圧の2乗に比例することを示された。しかし、ここではチャージポンプに用いるトランジスタの n 値を1と仮定したため、正確な計算ではない。本研究では出力電圧に関して正確に計算を行った。

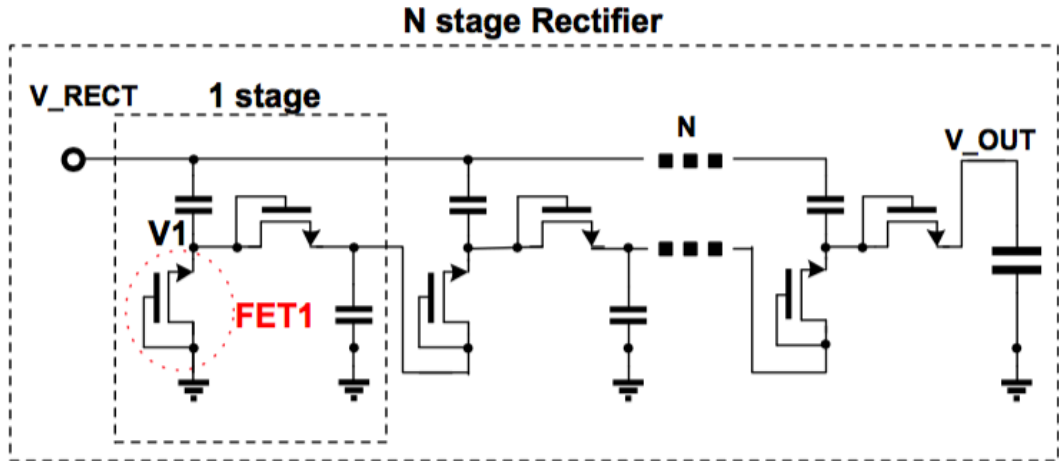


図 2-5 N 段チャージポンプ回路[1]

また、この論文では図 2-6 のように CL ブースタとチャージポンプを組み合わせた回路について解析した。しかし、この論文においてチャージポンプの等価回路について解析を行わなかったが、ただチャージポンプの段数が増えると R_{RECT} が小さくなり、 C_{RECT} が大きくなることを示した。また、 R_{RECT} はトランジスタサイズとしきい値に影響され、 C_{RECT} はトランジスタの寄生容量よりキャパシタ容量に影響されることを述べた。この考えは本研究の結論を違う。

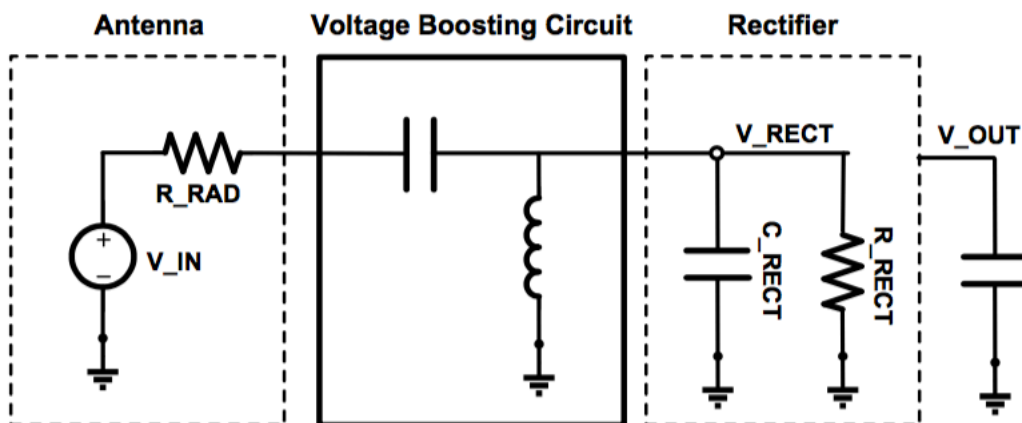


図 2-6 CL ブースト付きチャージポンプ回路[1]

しかし、アンテナ抵抗が 50Ω と仮定したこの論文では、共振に 8.1nH のインダクタが使われ、 Q 値を概算すると $Q=\omega L/R=0.93$ であり、共振しないことになる。そのため、[1]の測定で得られた 10dBm 程度の共振昇圧ゲインはアンテナ抵抗 50Ω が無視された場合の可能性が高いと思われる。

表 2-3 [1]の測定結果のまとめ

		ZVT 10stages	ZVTDG 10stages	LVT 10stages	NFET 10stages	NFET33 10stages	LVT 30stages	LVT 50stages	LVT 70stages
without Voltage Boosting Circuit	Impedance	2.2-j39	1-j43	0.8-j31	0.8-j36	0.7-j50	1.2-j34	1.2-j24	1.3-j13
	$R_{\text{RECT}}(\text{k}\Omega)$	1.06	2.73	2.02	2.55	5.01	1.56	0.92	0.38
	$C_{\text{RECT}}(\text{pF})$	3.60	3.33	4.33	3.85	2.94	4.02	5.23	7.81
	1V V_{OUT} Sensitivity	-14.0 dBm	-14.5 dBm	-13.6 dBm	-13.9 dBm	-13.2 dBm	-19.7 dBm	-21.5 dBm	-22.3 dBm
	Charging Time (1nF)	0.6ms	7.5ms	42ms	32s	285s	98ms	159ms	242ms
with Voltage Boosting Circuit	Impedance	21-j42	37+j10	19.6-j44	58-j27	110-j0.3	51-j6.5	40-j3	76-j2
	1V V_{OUT} Sensitivity	-22.1 dBm	-27.1 dBm	-22.9 dBm	-22.6 dBm	-25.6 dBm	-31.7 dBm	-32.1 dBm	-31.8 dBm
	Charging Time (1nF)	2.2ms	1.4ms	4.8s	99s	370s	5.6ms	155ms	109ms

2.4 目標性能

本研究の RF エネルギーハーベスティング回路の目標性能について説明する。電波法 (「920MHz 帯テレメータ用、照れコントロール用及びデータ伝送用無線設備標準規格」[7]) に決められた 920MHz の RF 周波数帯、最大送信電力 250mW の電波を用いて RF エネルギーハーベスティングを行なう。送信電力 250mW 、送信距離を 10m と想定し、ハーベスタの受信電力が -25dBm 以下となる。本研究では -30dBm の受信電波を 1V 以上に昇圧でき、また負荷 1nF のキャパシタを 1s で充電できる 1nA 以上の電流が出力されることが目標性能とする。アンテナ負荷が 50Ω の場合 $-30\text{dBm}(=1\mu\text{W})$ の受信電波を電圧に換算すると $7\text{mV}(\text{rms})$ になり、つまり $7\text{mV}(\text{rms})$ の入力電圧を 1V に昇圧するのが今回試作の目標である。

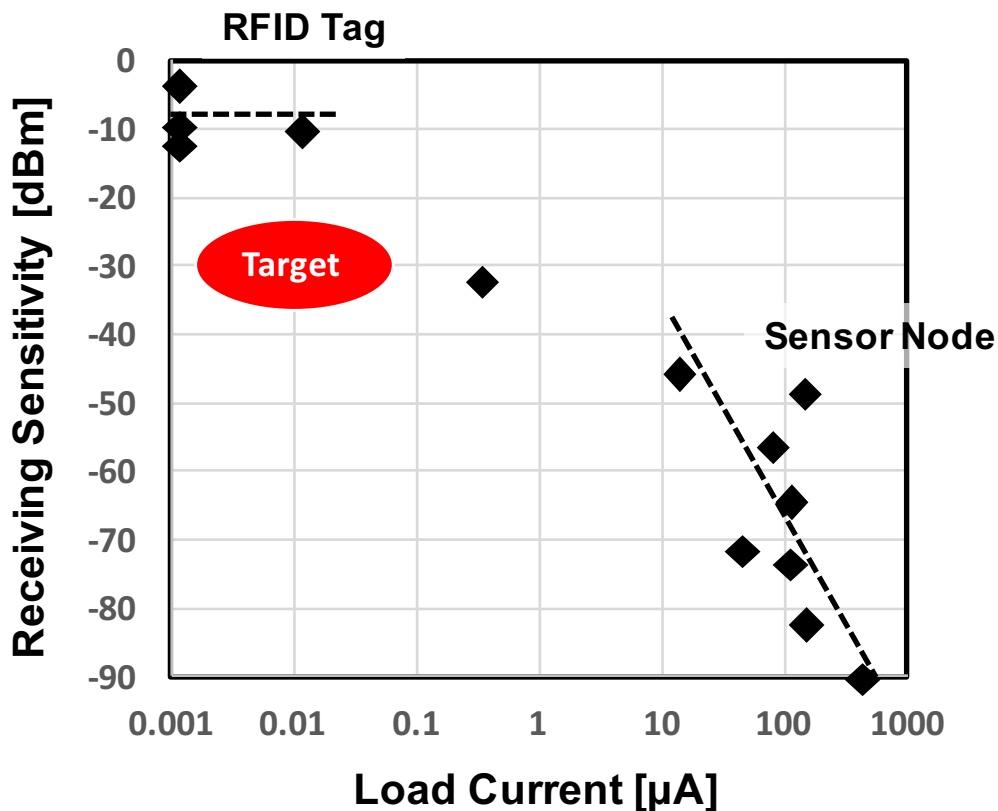


図 2-7 本研究のターゲット

今回設計する RF ハーベスタは第 2 章で紹介した Dickson Charge Pump を用いて、整流と昇圧を行なう。Dickson Charge Pump は低入力電圧で動作でき、インダクタを使わずオンチップで作るなどの利点がある。しかし、入力電圧が極めて低い場合の Dickson Charge Pump の回路動作の詳しい解析がなく、昇圧させることが難しい。そのため、第 3 章でチャージポンプ回路について解析を行う。

また、チャージポンプの出力電圧は式(2-4)に示された通り入力電圧の二乗に比例する[1]ため、チャージポンプ回路の入力電圧を高めることが昇圧ゲインの向上につながる。そこで、本研究の設計では LC, CL 型ブースト回路で入力電圧を昇圧してから、チャージポンプに入れる回路を用いる。

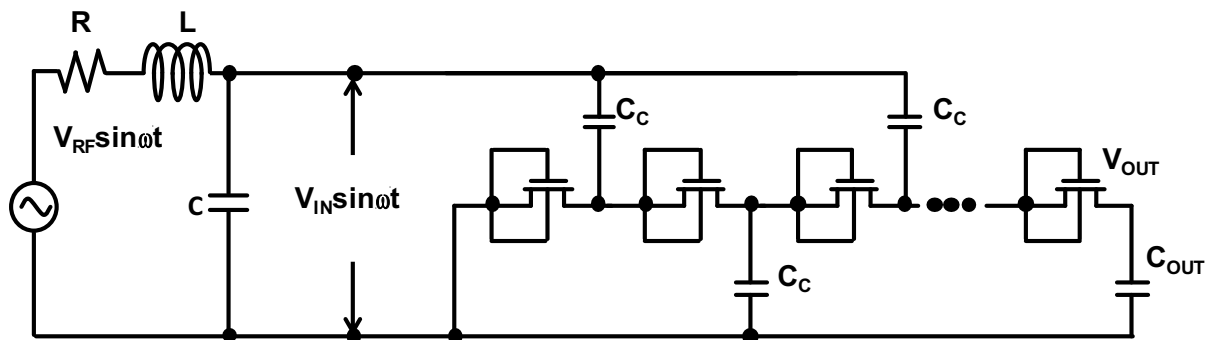
本稿では、チャージポンプの出力電圧を正確に計算した上、チャージポンプの等価回路を式で示し、[1]と異なる考えを示した後、SPICE シミュレーションで確認を行う。また、CL, LC 共振回路をつけたチャージポンプには最適段数があり、全体回路の最大出力電圧を計算する。また、実際の試作を行い、測定結果をまとめる。

第3章 チャージポンプのモデリングと SPICE シミュレーション結果

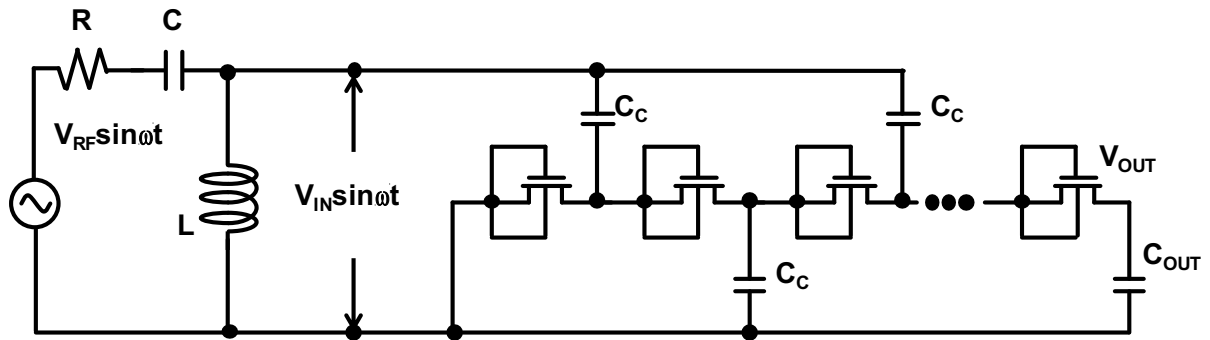
第 2 章で紹介した先行研究を含め、チャージポンプ回路を用いるハーベスタ回路が多く研究されている。しかし、チャージポンプ回路の感度と各パラメータの関係は未だに明確にされていない。そのため、本研究ではまず低入力電圧におけるチャージポンプ回路動作について解析する。さらに、チャージポンプ回路の理論に基づき、ブースト付きチャージポンプ回路の解析を行う。

チャージポンプ回路の設計指針を解き明かすため、チャージポンプ回路のモデリングを行い、モデリングの有効性を示すための SPICE シミュレーション結果を示す。具体的に、チャージポンプ回路の基本素子である MOSFET のモデリングを行った後、チャージポンプの単位回路の出力電圧、等価回路をモデリングし、充電時間の概算をする。また、LC 型や CL 型のブースト回路をつけた場合の最高出力電圧(最高感度)を計算する。ここで、MOSFET や容量の対地容量、MOSFET のリーク電流などを無視し、本章では理想に近い状態でモデリングを行う。また、それらの要素に関しては第 4 章の試作において詳しく検討する。

まず、ブースト付きチャージポンプ回路の全体図を図 3-1 に示す。(3.2)でまた具体的な計算を行うが、式(2-4)に示したようにチャージポンプ回路の出力電圧は入力電圧の 2 乗に比例するため、チャージポンプ回路の入力電圧を大きくすることが全体回路を高感度化につながる。したがって、LC ブーストや CL ブースト付きのチャージポンプ回路を本研究のターゲットとする。



(a) LC ブースト付きチャージポンプ回路



(b)CL ブースト付きチャージポンプ回路

図 3-1 設計回路の全体図

次に、モデリングの際に使われるパラメータの一覧表を示す。

C_1	Equivalent capacitance of one charge-pump MOS
C_N	Equivalent capacitance of total charge pump
C_C	Coupling capacitance in charge-pump circuit
f_0	Frequency of input RF signal
I_0	Current coefficient of charge-pump MOS
I_{DS}	Drain current of a charge-pump MOS
L	Inductance of an inductor in booster
m	Subthreshold drain voltage coefficient
n	Subthreshold gate voltage coefficient
N	Number of MOS stages of charge pump
Q_1	Charge transferred in one cycle by one charge-pump stage
R	Equivalent resistance of antenna
R_1	Equivalent resistance of charge-pump MOS
R_N	Equivalent resistance of total charge pump
T	Cycle time
U_T	Thermal voltage (=Boltzmann constant x temperature)
V_{DS}	Drain-Source voltage of charge-pump MOS
V_{GS}	Gate-Source voltage of charge-pump MOS
V_{IN}	Amplitude of input signal to charge pump
V_O	DC voltage of single charge-pump stage
V_{OUT}	Output DC voltage after charge pump
V_{RF}	Amplitude of input RF signal
V_{TH}	Threshold voltage of charge-pump MOS
ω_0	Angular frequency of input RF signal
Z_1	Effective impedance of one charge-pump stage

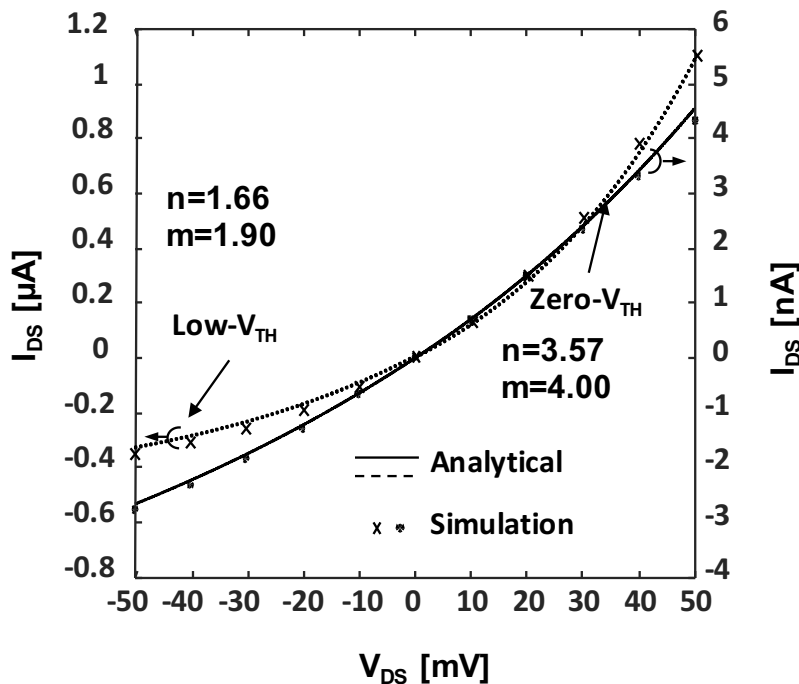
3.1 MOSFET のモデリング

チャージポンプ回路をモデリングするため、まずこの回路に使われるトランジスタのモデリングをする必要がある。RF ハーベスタの入力電力が極めて小さく、例えばこの論文では入力電力が-30dBm で、入力電圧が 7mV @50Ω である。そのため、チャージポンプに使われているトランジスタはサブスレッショルド範囲で動作し、プラスバイアス電圧がかかる場合の電流は下の式(3-1)で表せ、またマイナスバイアス電圧の場合の電流は式(3-2)で表せる。

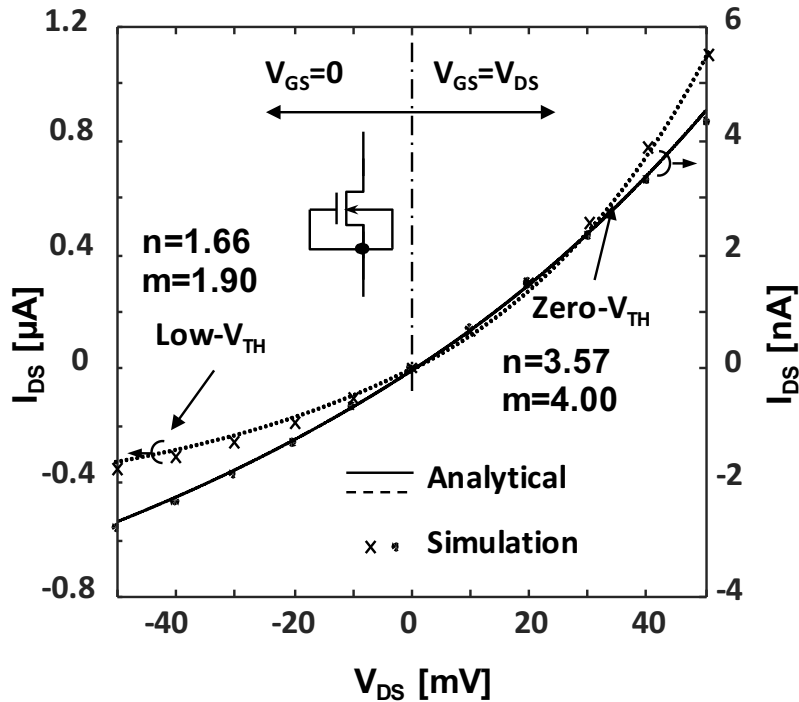
$$I_{DS} = I_0 e^{\frac{V_{GS}-V_{TH}}{nU_T}} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{mU_T}}\right) \quad (3-1)$$

$$I_{DS} = -I_0 e^{-\frac{V_{TH}}{nU_T}} \left(1 - e^{\frac{V_{DS}}{mU_T}}\right) \quad (3-2)$$

ここで、パラメータ m と n を用いてモデリングを行った。 m は SPICE の MOS モデルのフィッティングのために必要であり、TFET などの S 値の小さい素子のモデリングによく用いられる [24][25]。本稿ではしきい値の低い Zero- V_{TH} と Low- V_{TH} の 2 種類のトランジスタについて議論し、図 3-2(a) は 2 種類のトランジスタのそれぞれの I - V 特性を示す。図 3-2(b) は 2 種類のトランジスタがダイオード接続する場合、式(3-1) (3-2) でフィッティングした結果とシミュレーション結果の比較である。ここで用いられるトランジスタは 0.25 μ m プロセスに許される最小サイズである。



(a) トランジスタの I - V 特性



(b)ダイオード接続するトランジスタのフィッティング

図 3-2 トランジスタの特性

3.2 一段チャージポンプのモデリング

図 3-3(a)のようにチャージポンプはダイオードチェンとキャパシタで構成され、その最小単位の一段チャージポンプは図 3-3(a)で表せる。そこで C_c が十分大きい場合、 C_c が無視でき、ダイオード接続のトランジスタにかかる電圧差は図 3-3(b)になる。(3.2)では、出力 DC 電圧 V_0 と一段チャージポンプの等価回路を求めることを目標にする。

3.2.1 出力電圧の計算

チャージポンプ回路において一周りに右に流れる電荷と左に流れる電荷の差を Q_1 は式 (3-3) で表せ、またダイオード接続するトランジスタの入力波形は式 (3-4) で表す。 Q_1 が 0 になると、電流が流れなくなり、出力電圧が飽和する。

$$Q_1 = \int_0^{T_1} I_0 e^{\frac{V_{TH}}{nU_T} (1 - e^{-\frac{V_1}{mU_T}})} dt - \int_{T_1}^{T_2} I_0 e^{\frac{-V_1 - V_{TH}}{nU_T} (1 - e^{-\frac{V_1}{mU_T}})} dt + \int_{T_3}^{T_0} I_0 e^{\frac{V_{TH}}{nU_T} (1 - e^{-\frac{V_1}{mU_T}})} dt \quad (3-3)$$

$$V_1 = V_{IN} \sin \omega t + V_0 \quad (3-4)$$

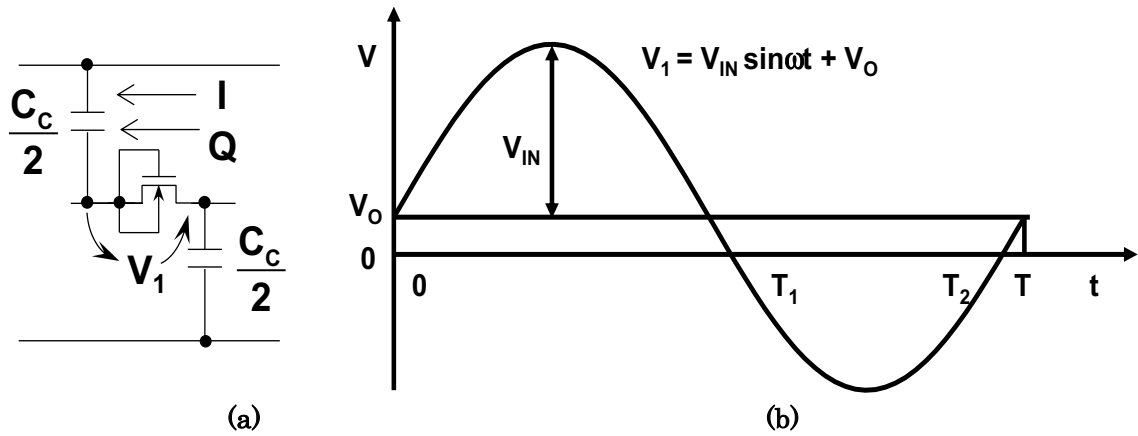


図 3-3 (a)一段チャージポンプ回路 (b)ダイオード接続するトランジスタの入力波形

入力電圧が極めて小さい場合、 V_0 が小さく、 $T_1 \approx T/2$ と $T_2 \approx T$ が成り立つ。そこで Q_1 は式(3-5)で表すことができる。

$$Q_1 = \int_0^{T/2} I_0 e^{\frac{V_{TH}}{nU_T} (1 - e^{-\frac{V_1}{mU_T}})} dt - \int_{T/2}^T I_0 e^{\frac{-V_1 - V_{TH}}{nU_T} (1 - e^{-\frac{-V_1}{mU_T}})} dt \quad (3-5)$$

式(3-5)において、 $x = (V_{IN}/U_T) \sin \omega t$ と $y = V_0/U_T$ で書き換え、式(3-6)となる。

$$Q_1 = \int_0^{T/2} I_0 e^{\frac{V_{TH}}{nU_T} (1 - e^{-\frac{-y-x}{m}})} dt - \int_{T/2}^T I_0 e^{\frac{-y+x}{n} (1 - e^{-\frac{y-x}{m}})} dt \quad (3-6)$$

正の半周期と負の半周期をまとめると、

$$Q_1 = I_0 e^{\frac{V_{TH}}{nU_T}} \int_0^{T/2} \left[(1 - e^{-\frac{-y-x}{m}}) - e^{\frac{-y+x}{n}} (1 - e^{-\frac{y-x}{m}}) \right] dt \quad (3-7)$$

また x と y が小さく、 $V_0 < V_{TH}$ と仮定し、式(3-7)をテーラー展開し、式(3-8)に近似でき、 Q_1 を解くことができる。

$$Q_1 \approx I_0 e^{\frac{V_{TH}}{nU_T}} \int_0^{T/2} \left(-\frac{x^2}{mn} + \frac{2y}{m} \right) dt \quad (3-8)$$

一方、 $\int_0^{T/2} x^2 dt = \int_0^{T/2} V_{IN}^2 / U_T^2 \sin^2 \omega t dt = T \frac{V_{IN}^2}{4U_T^2}$ なので、

$$Q_1 = \frac{TI_0}{m} e^{\frac{V_{TH}}{nU_T}} \left(-\frac{V_{IN}^2}{4nU_T^2} + \frac{V_0}{U_T} \right) \quad (3-9)$$

そこで、 $Q_1 = 0$ のとき、 V_0 が式(3-10)で表すことができる。

$$\frac{V_0}{U_T} = \frac{1}{4n} \left(\frac{V_{IN}}{U_T} \right)^2 \quad (3-10)$$

この式で初めてチャージポンプに使われているトランジスタのサブスレッショルド範囲の n 値と出力電圧の関係性を述べた。出力電圧 V_o はトランジスタの n 値に大きく影響されることが分かる。

一方、 V_{IN} が大きい場合、上の近似が成り立たない。そこで、 V_{IN} が大きくなると、 V_o が V_{IN} に近づくため、 $V_o \sim V_{IN}$ とし、 V_o は式(3-11)で表すことができる。

$$\frac{V_o}{U_T} = \frac{V_{IN}}{U_T} \left(1 - e^{-\frac{V_{IN}}{4nU_T}} \right) \quad (3-11)$$

式(3-10) (3-11)を用いた計算結果と SPICE シミュレーション結果を図 3-4 に示す。図 3-4 から式(3-10) (3-11)のモデリングは広い範囲で SPICE シミュレーション と合うことが分かる。

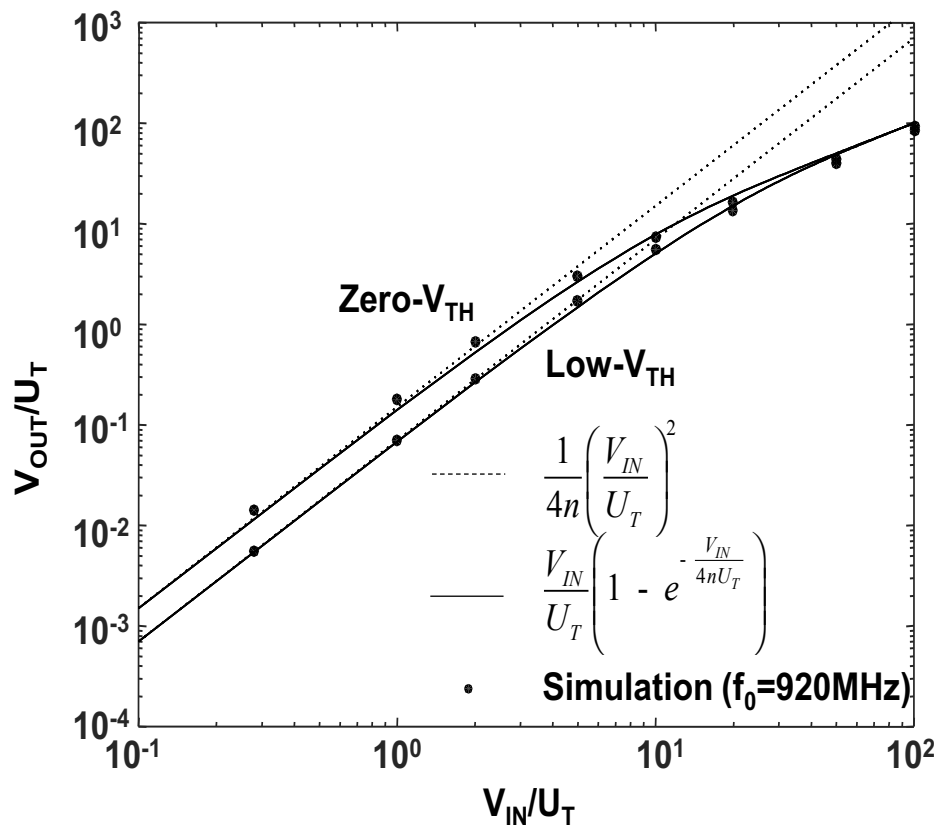


図 3-4 1 段チャージポンプの出力電圧の計算値と SPICE シミュレーション結果

3.2.2 1 段チャージポンプの等価回路

次に、後に行うブースト回路の解析でチャージポンプの等価回路を求めることが必要である。そこで、一段のチャージポンプは図 3-5 のように示せる。十分大きい C_c を無視し、またトランジスタを C_1 と R_1 の並列回路に等価すると、1 段のチャージポンプは C_1 と R_1 の並列回路にみなすことができる。

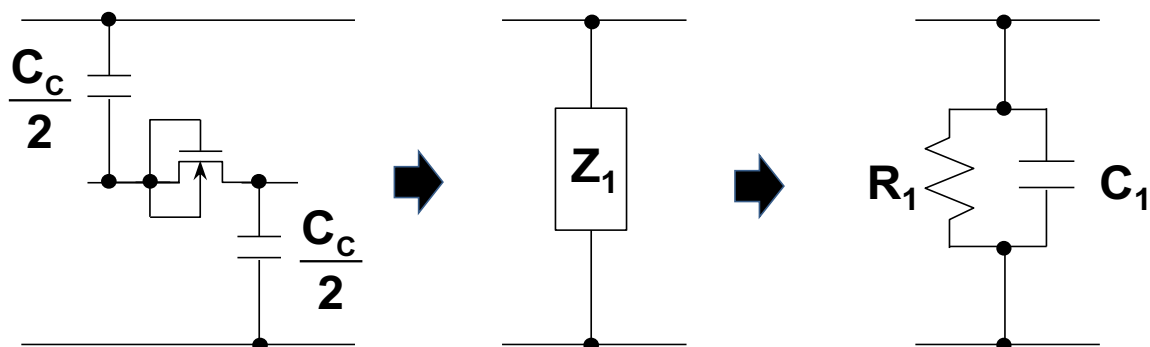


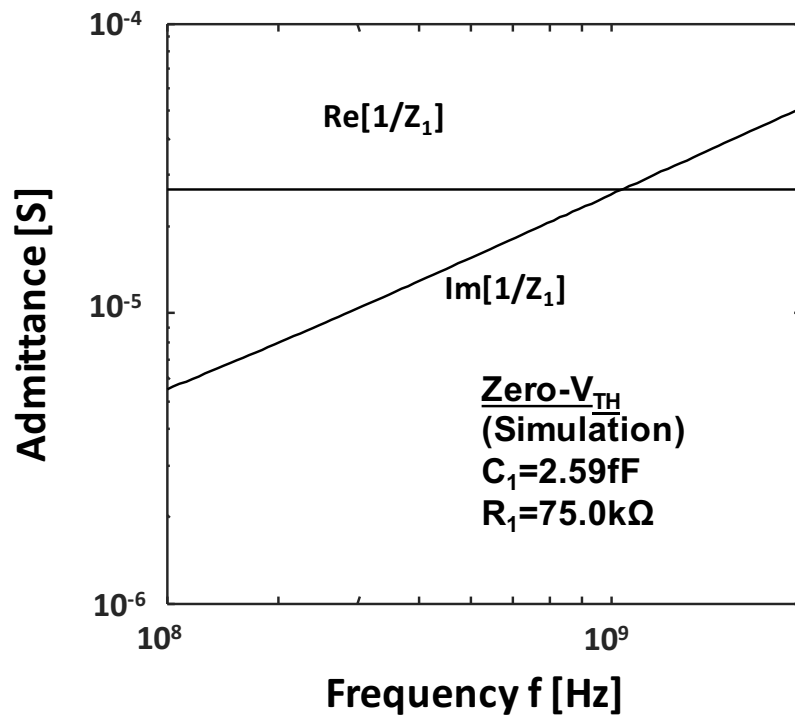
図 3-5 一段チャージポンプの等価回路

図 3-6 のシミュレーション結果では $\text{Re}[1/Z_1]$ が周波数によらず、 $\text{Im}[1/Z_1]$ が周波数に正比例することより、 Z_1 は C_1 と R_1 の並列回路に等価できることが示され、 C_1 と R_1 の値を求めることができる。式 (3-1) (3-2) を微分し、式 (3-12) で表すトランジスタのゼロ付近の抵抗と 1 段チャージポンプ等価回路の R_1 の値が等しいことが確認出来る。

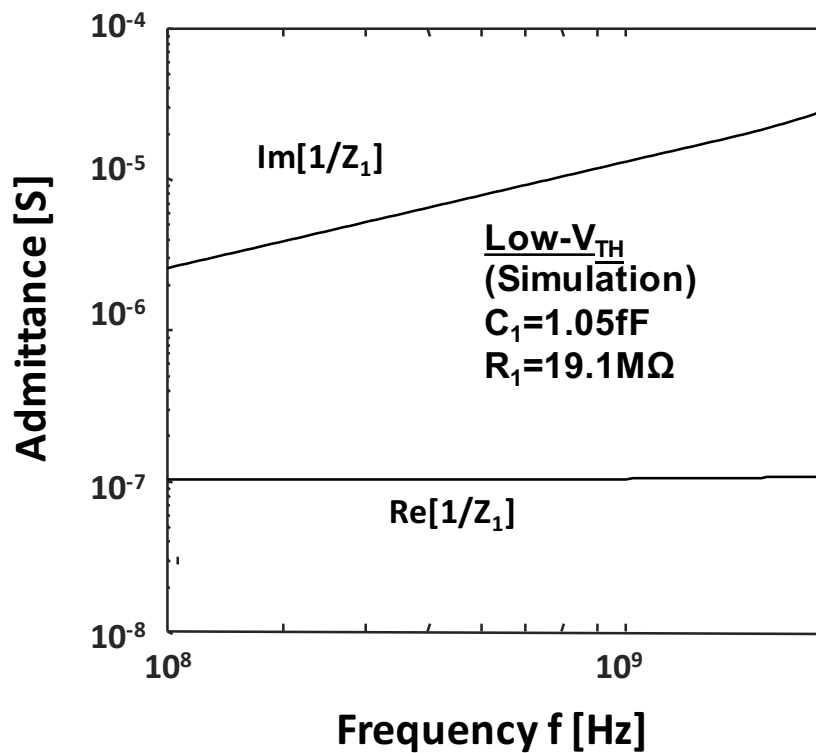
$$\frac{1}{R_1} = \left. \frac{dI_{DS}(V_{GS} = V_{DS} = V)}{dV} \right|_{V=0} = \frac{I_0}{mU_T} e^{-\frac{V_m}{nU_T}} \quad (3-12)$$

N 段のチャージポンプの等価回路は一段のチャージポンプの N 並列であり、つまり N 個の C_1 と R_1 の並列回路である。よって、N 段のチャージポンプの等価回路 C_N と R_N は式 (3-13) で表すことができる。

$$R_N = R_1 / N, C_N = N C_1 \quad (3-13)$$



(a)Zero- V_{TH} MOSFET



(b)Low- V_{TH} MOSFET

図 3-6 周波数と一段チャージポンプ等価回路の C_1 と R_1 の関係

3.3 充電時間のモデリング

出力容量 C_{OUT} に電荷を貯めて、一定電圧以上になると他の回路に電力を供給するため、チャージポンプの充電時間について解析を行う必要がある。チャージポンプの充電時間は出力段において一周ごとに出力に運べる電荷量から計算できる。その電荷量は式(3-3) (3-10)により計算でき、ここでは C_{OUT} が十分大きいと仮定する。

式(3-3) (3-10)により、一周ごとに出力に運べる電荷量 Q_1 は

$$Q_1 = \frac{I_0}{m} e^{-\frac{V_{TH}}{nU_T}} \left(-\frac{V_{IN}^2}{4nU_T^2} + \frac{V_O}{U_T} \right) \quad (3-14)$$

と書け、出力段に流れる電流 I_1 は

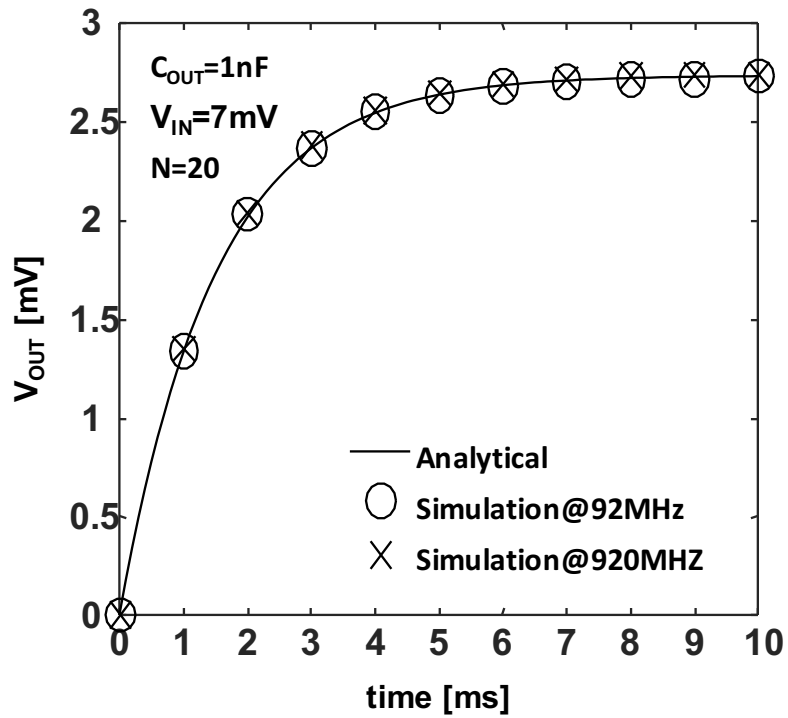
$$I_1 = -\frac{Q_1}{T} = -\frac{I_0}{m} e^{-\frac{V_{TH}}{nU_T}} \left(-\frac{V_{IN}^2}{4nU_T^2} + \frac{V_{OUT}}{NU_T} \right) \quad (3-15)$$

$\frac{V_{OUT,\infty}}{N} = \frac{1}{4n} \frac{V_{IN}^2}{U_T}$ とすると

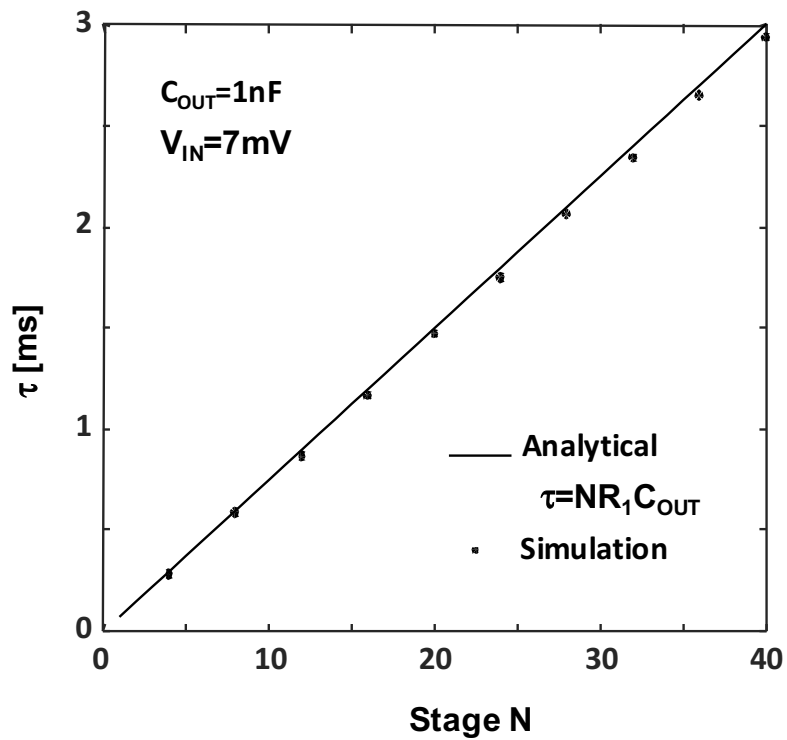
$$C_{OUT} \frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = -\frac{Q_1(V_O = V_{OUT} / N)}{T} = -\frac{1}{NR_1} (V_{OUT}(t) - V_{OUT}) \quad (3-16)$$

$$V_{OUT}(t) = V_{OUT} \left(1 - e^{-\frac{t}{NR_1 C_{OUT}}} \right) = V_{OUT} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (3-17)$$

式(3-17)より $\tau = NR_1 C_{OUT}$ が求められ、 τ は周波数や入力電圧に関係なく、出力からみる N 段チャージポンプの N 個 R_1 直列抵抗と出力容量 C_{OUT} で決めることが分かる。図 3-6 に理論計算とシミュレーション結果を示す。また、 τ は周波数によらず、段数 N に比例することが分かる。



(a)異なる入力周波数の入力電圧における出力波形



(b)段数と充電時間の関係

図 3-7 充電時間の SPICE シミュレーション結果

3.4 ブースト付きチャージポンプ

3.4.1 ブースト付きチャージポンプ回路のモデリング

ブースト付きチャージポンプの全体の回路モデリングに関しては、チャージポンプの等価回路を用いて、LC型ブースト回路をCL型ブースト回路の2つに分けて説明する。LC、CLのブースト回路とN段のチャージポンプの等価回路を図3-7に示す。

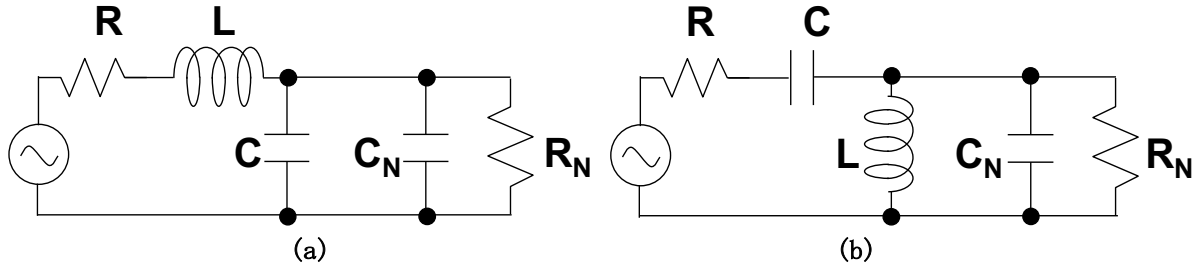


図 3-8 (a)LC 共振の場合の等価回路 (b)CL 共振の場合の等価回路

N段のチャージポンプの等価回路はN個の C_1 と R_1 の並列であり、式(3-13)に示した通り $C_N=C_1/N$ 、 $R_N=NR_1$ である。ブースト回路の電圧ゲイン($H=V_{RF}/V_{IN}$)はそれぞれ式(3-18) 式(3-19)で表すことができる。

$$\begin{aligned}
 H_{LC} &= \frac{\frac{1}{sC + sC_N + \frac{1}{R_N}}}{R + sL + \frac{1}{sC + sC_N + \frac{1}{R_N}}} = \frac{1}{(R + sL) \left(s(C + C_N) + \frac{1}{R_N} \right) + 1} \\
 &= \frac{1}{L(C + C_N)s^2 + \left(\frac{L}{R_N} + R(C + C_N) \right) s + \frac{R}{R_N} + 1}
 \end{aligned} \tag{3-18}$$

$$\begin{aligned}
 H_{CL} &= \frac{\frac{1}{\frac{1}{sL} + sC_N + \frac{1}{R_N}}}{R + \frac{1}{sC} + \frac{1}{\frac{1}{sL} + sC_N + \frac{1}{R_N}}} = \frac{1}{\left(R + \frac{1}{sC} \right) \left(\frac{1}{sL} + sC_N + \frac{1}{R_N} \right) + 1} \\
 &= \frac{LCs^2}{RLCC_Ns^3 + \left(\frac{R}{R_N}LC + L(C + C_N) \right) s^2 + \left(\frac{L}{R_N} + RC \right) s + 1}
 \end{aligned} \tag{3-19}$$

ここで、式(3-10)によりブースト回路で昇圧された電圧 2 乗に出力電圧に効くため、 H_{LC} と H_{CL} の式 2 乗し、正規化したラプラス変数 s' 、正規化した周波数 ω' 、 Q 値、実数 a を用いて簡単化すると式(3-20) (3-21)となる。

$$|H_{LC}|^2 \propto \left| \frac{1}{s^2 + s/Q + 1} \right|_{s=j\omega}^2 = \frac{1}{(1-\omega^2)^2 + \omega^2/Q^2} \quad (3-20)$$

$$|H_{CL}|^2 \propto \left| \frac{s^2}{as^3 + s^2 + s/Q + 1} \right|_{s=j\omega}^2 = \frac{\omega^4}{(1-\omega^2)^2 + (1/Q - a\omega^2)^2 \omega^2} \quad (3-21)$$

出力電圧を最大化するため、 $|H|^2$ の最大値を求める必要があるが、正確に計算することが大変複雑であるため、次のように簡単化する。図 3-9、図 3-10 により、式(3-20) (3-21)の $|H|^2$ の値どちらも分母の実部がゼロになる近辺でピークとなり、つまりピーク値を求める時 $1-\omega'^2=0$ で式を簡単化することができる。また、図 3-9 に示したように Q 値が 3 以上の場合(ブースト回路として Q 値が常に 3 以上であることが望まれている)、 $\omega'=1$ を用いた近似式のピーク値は実際の値にわずか 3%しかずれない。

よって、出力電圧の最大値を得られるため、 C と L の調節で $\omega'=1$ 満たすことが必要である。つまり、

$$L(C + C_N)\omega_0^2 = \frac{R}{R_N} + 1 \quad (3-22)$$

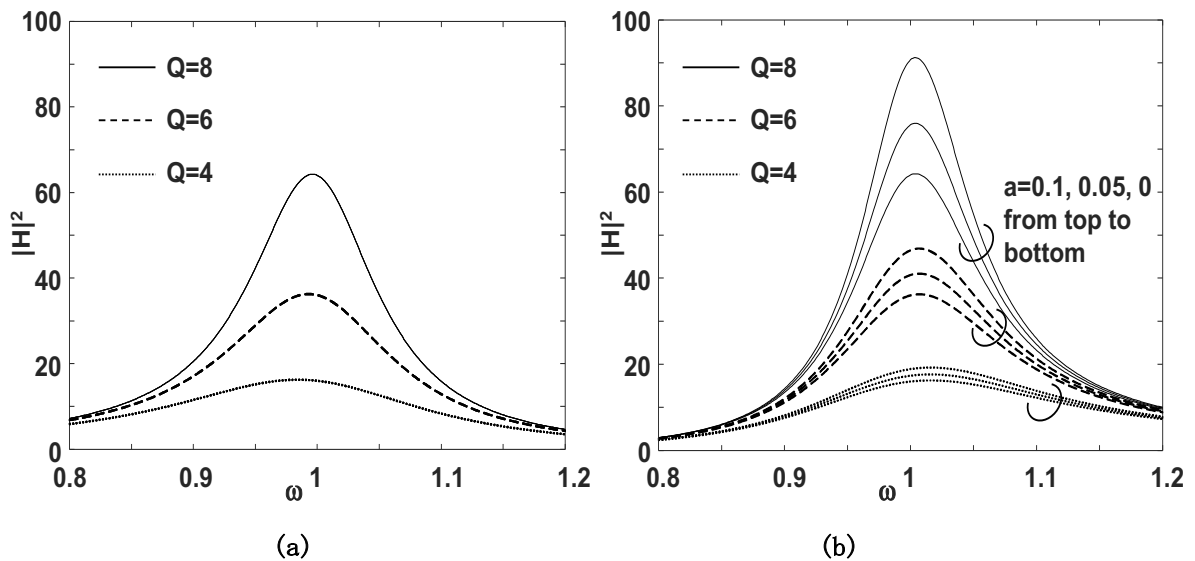


図 3-9 $|H|^2$ の簡単化(a)LC 共振の場合 (b)CL 共振の場合

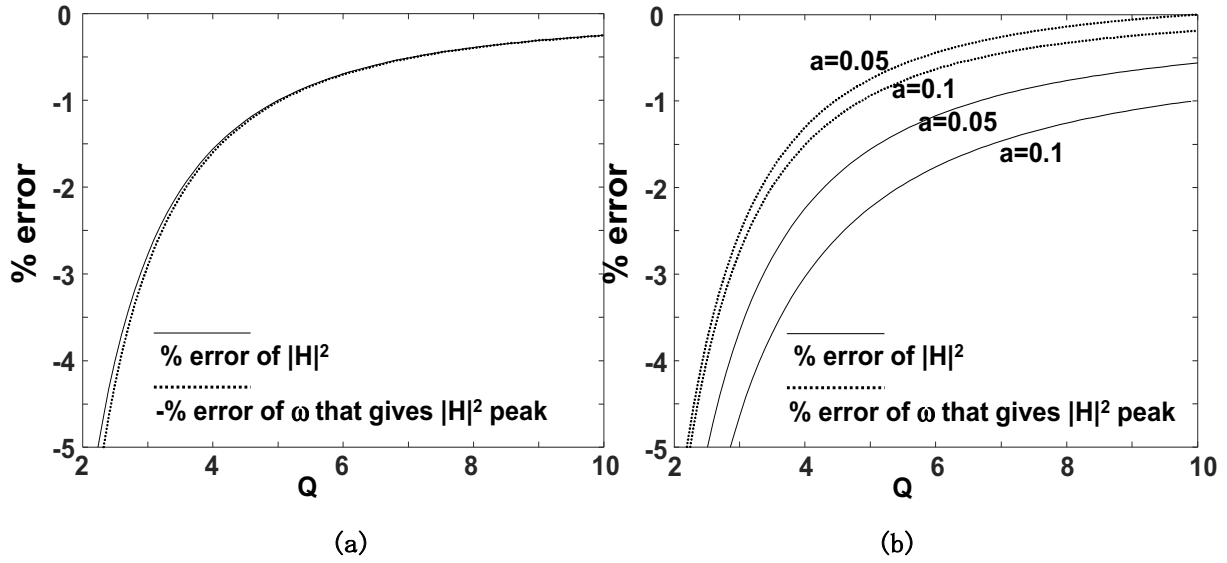


図 3-10 $|H|^2$ 最大値の近似解と真の最大値のパーセントエラー
(a) LC 共振の場合 (b) CL 共振の場合

式(3-12)で計算した R_1 と $R \approx 50 \Omega$ を比べると、 $R/R_1 \ll 1$ が成り立つことが分かる。そのため、 $|H|^2$ のピーク条件は式(2-23)となる。この条件は C と L の調節で満たすことができる。

$$L(C + NC_1)\omega_0^2 = 1 \quad (3-23)$$

式(3-23)を(3-18)(3-19)に代入すると、

$$V_{IN,LC} = \frac{1}{\left(N \frac{L}{R_1} + \frac{R}{L\omega_0^2} \right) \omega_0} V_{RF} \quad (3-24)$$

$$V_{IN,CL} = \frac{L(1 - NLC_1\omega_0^2)\omega_0}{NL^2\omega_0^2 / R_1 + R(1 - NLC_1\omega_0^2)^2} \quad (3-25)$$

ここでチャージポンプの交流の入力電圧 V_{IN} と RF の入力電圧の関係は式(3-26)で表せる。

$$V_{IN}^2 = |H|^2 V_{RF}^2 \quad (3-26)$$

式(3-10)で求めたチャージポンプ 1 段分の電圧差より、N 段のチャージポンプの DC 出力電圧 V_{OUT} は次の式で表すことができる。

$$V_{OUT} = NV_O \quad (3-27)$$

上の式より、図 3-7 の LC と CL の回路についてそれぞれ解くと、 V_{IN} と V_{OUT} の関係が分かる。

$$\frac{V_{OUT,LC}}{U_T} = \frac{N}{4n} \left(\frac{V_{IN}}{U_T} \right)^2 = \frac{N}{4n} \frac{1}{\left(N \frac{L}{R_1} + \frac{R}{L\omega_0^2} \right)^2} \left(\frac{V_{RF}}{U_T} \right)^2 \quad (3-28)$$

$$\frac{V_{OUT,CL}}{U_T} = \frac{N}{4n} \left(\frac{L(1-NLC_1\omega_0^2)\omega_0}{NL^2\omega_0^2/R_1 + R(1-NLC_1\omega_0^2)^2} \right)^2 \left(\frac{V_{RF}}{U_T} \right)^2 \quad (3-29)$$

式(3-28) (3-29)より V_{OUT} はチャージポンプの段数 N の関数である。 V_{OUT} のピーク値の N の値を N_{OPT} とすると、それぞれの N_{OPT} は次の式で表せる。

$$N_{OPT,LC} = \frac{RR_1}{L^2\omega_0^2} \quad (3-30)$$

$$N_{OPT,CL} = \frac{L/R_1 + 2RC - \sqrt{(L/R_1)(L/R_1 + 4RC)}}{2RLC^2\omega_0^2} \quad (3-31)$$

チャージポンプの段数 N に最適値が存在するのは段数が増えるとチャージポンプによる昇圧ゲインが増えるが、段数の増加で R_N が小さくなりブースト回路のゲインが小さくなりチャージポンプの入力電圧が小さくなるのが原因である。

チャージポンプの段数 N に最適値 N_{OPT} を代入すると、ハーベスタの最大出力電圧が求められ、その出力電圧を $V_{OUT,OPT}$ とすると、面白いことにどちらの場合も次の式で表すことができる。

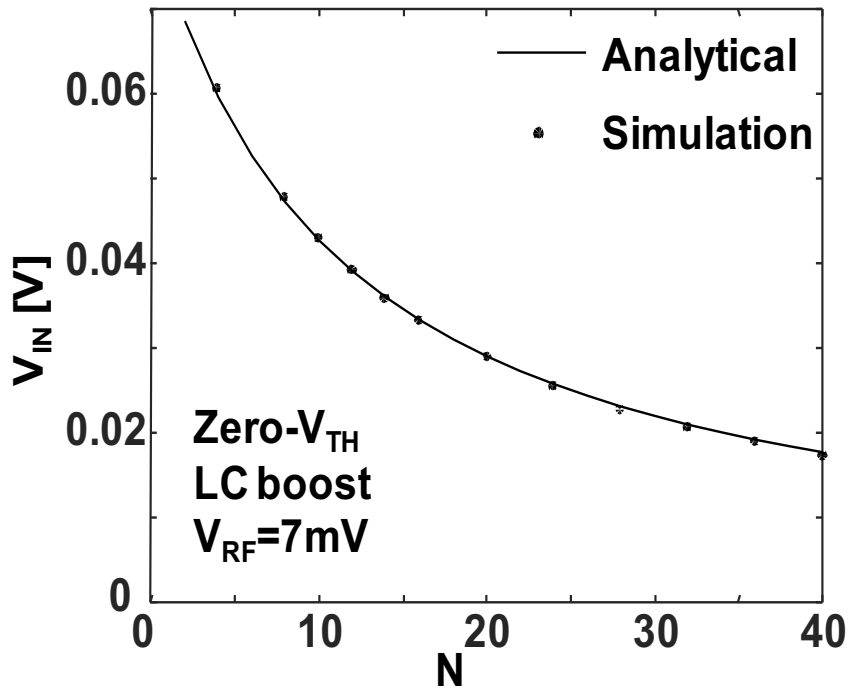
$$\frac{V_{OUT,OPT}}{U_T} = \frac{1}{4n} \frac{R_1}{R} \left(\frac{V_{RF}}{U_T} \right)^2 \quad (3-32)$$

式(3-32)ではチャージポンプの出力電圧は式(3-10)で計算したが、入力電圧 V_{RF} が大きい場合、式(3-10)より式(3-11)を使ったほうが正確である。一般的にエネルギーハーベ스팅の場合、チャージポンプの入力電圧 $5U_T$ より小さいため、式(3-32)を用いて計算すればよい。

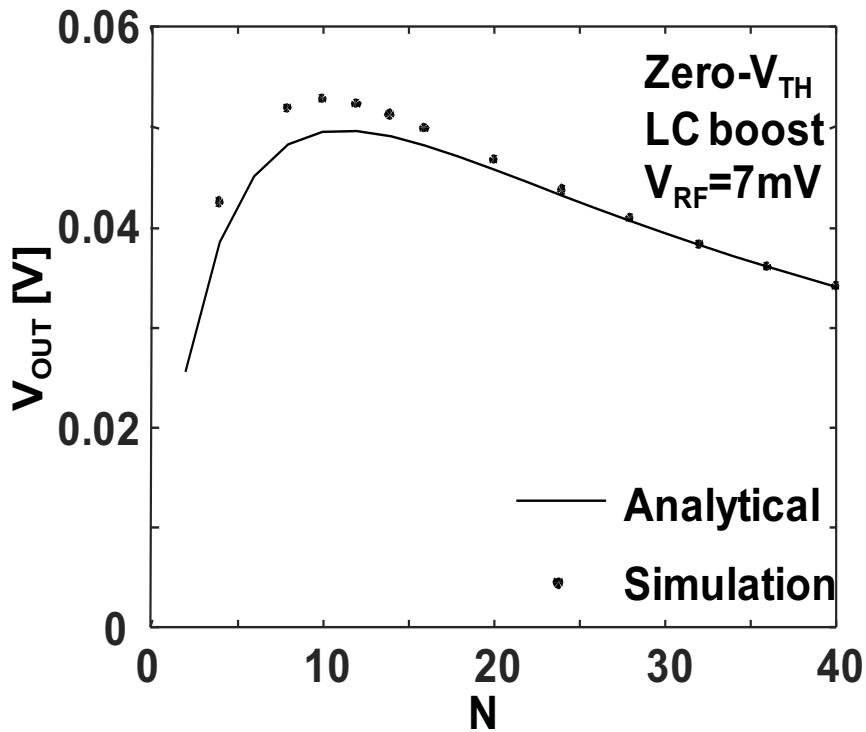
¥

3.4.2 ブースト付きチャージポンプ回路の SPICE シミュレーション結果

ここまで全体回路の最大出力電圧の解析結果と SPICE シミュレーションの結果を比較する。図 3-11~図 3-14 に示した LC 共振と LC 共振 2 種類の回路にそれぞれ Zero- V_{TH} と Low- V_{TH} のトランジスタを用いた場合の 4 つの回路について解析し、結果を図 3-10~図 3-13 に示す。ここでは $f=920\text{MHz}$ 、 $L=100\text{nH}$ とする。

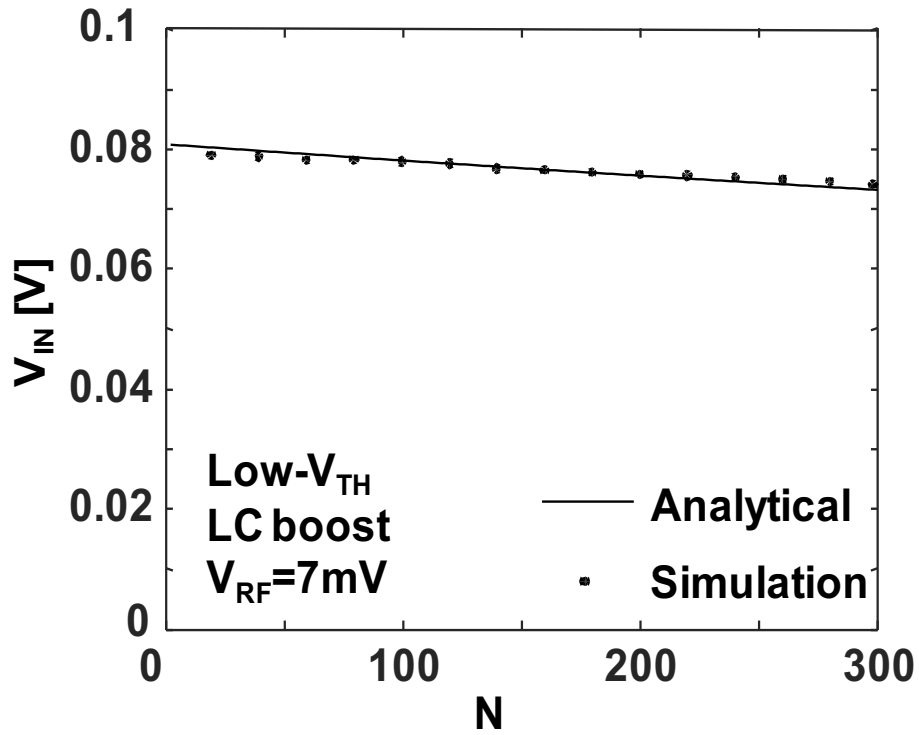


(a) LC 共振の出力電圧

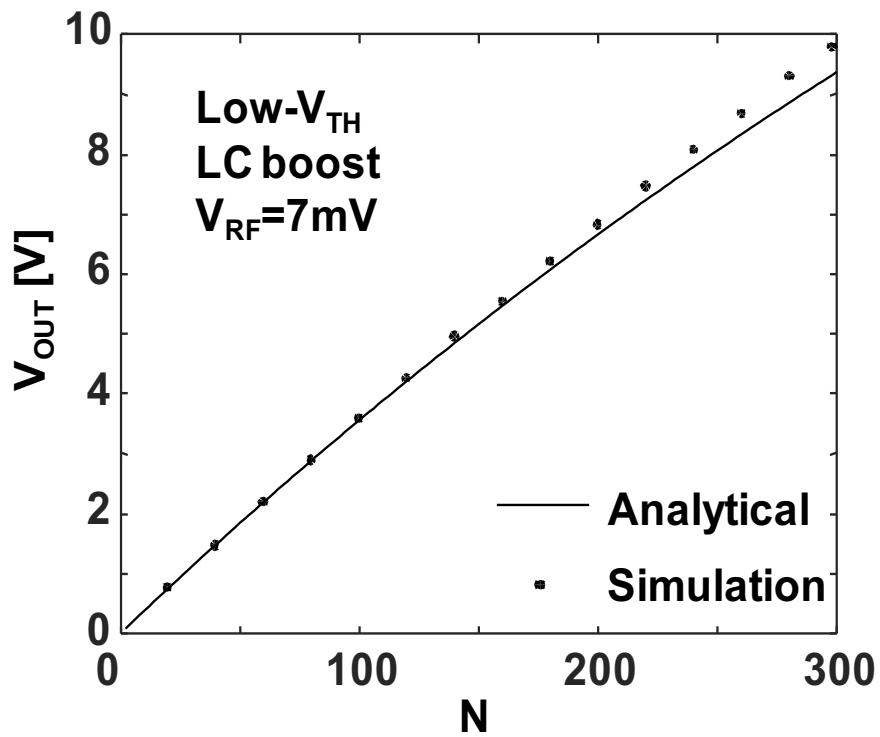


(b) 全体回路の出力電圧

図 3-11 Zero- V_{TH} を用いた LC 共振チャージポンプ回路の最適段数と最大出力電圧

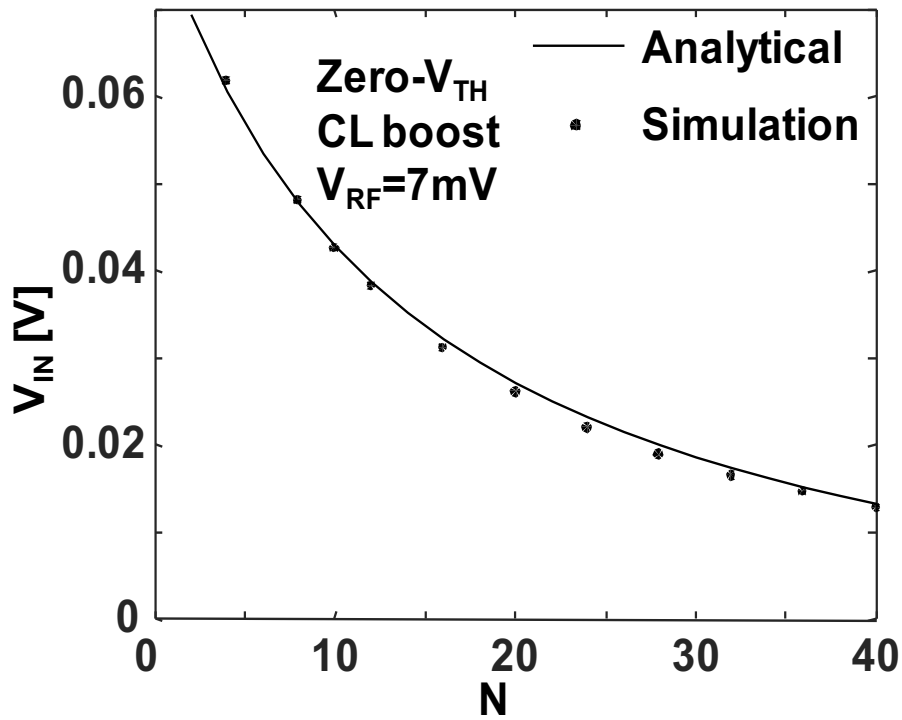


(a) LC 共振の出力電圧

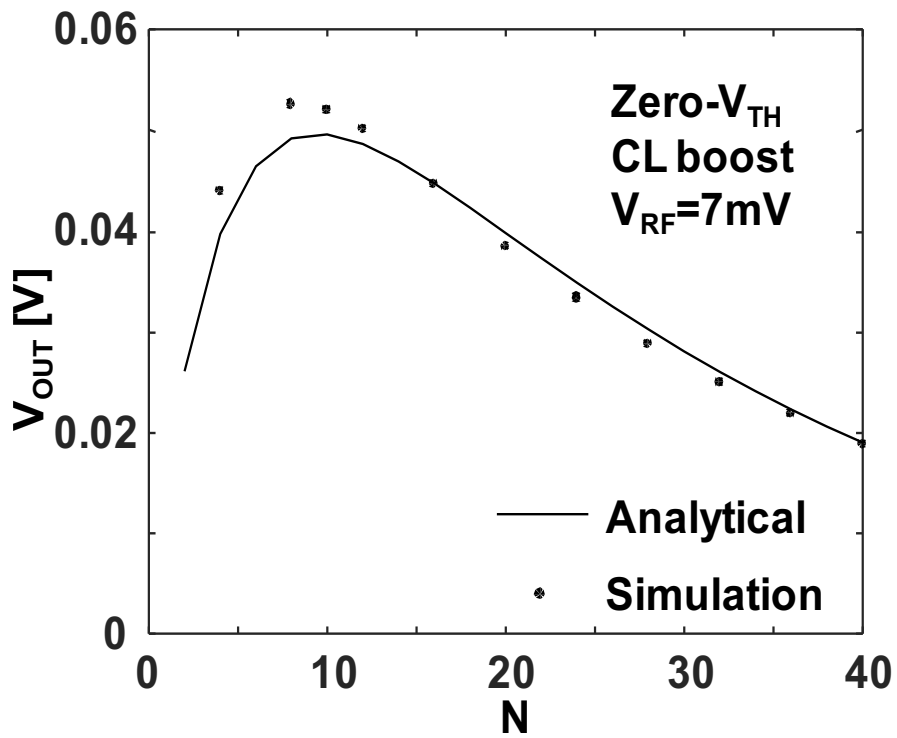


(b) 全体回路の出力電圧

図 3-12 Low- V_{TH} を用いた LC 共振チャージポンプ回路の最適段数と最大出力電圧

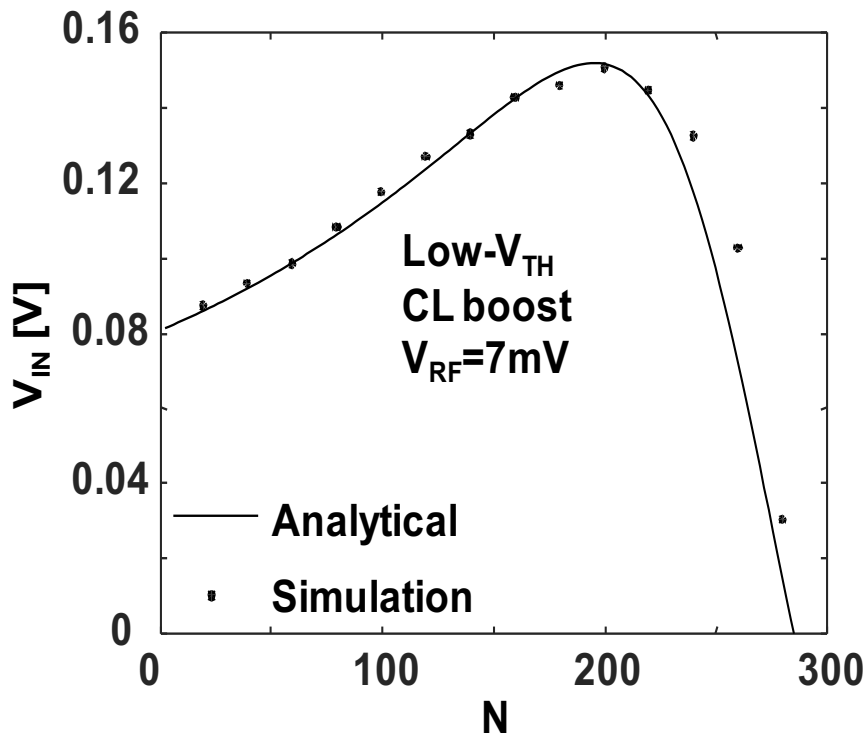


(a) CL 共振の出力電圧

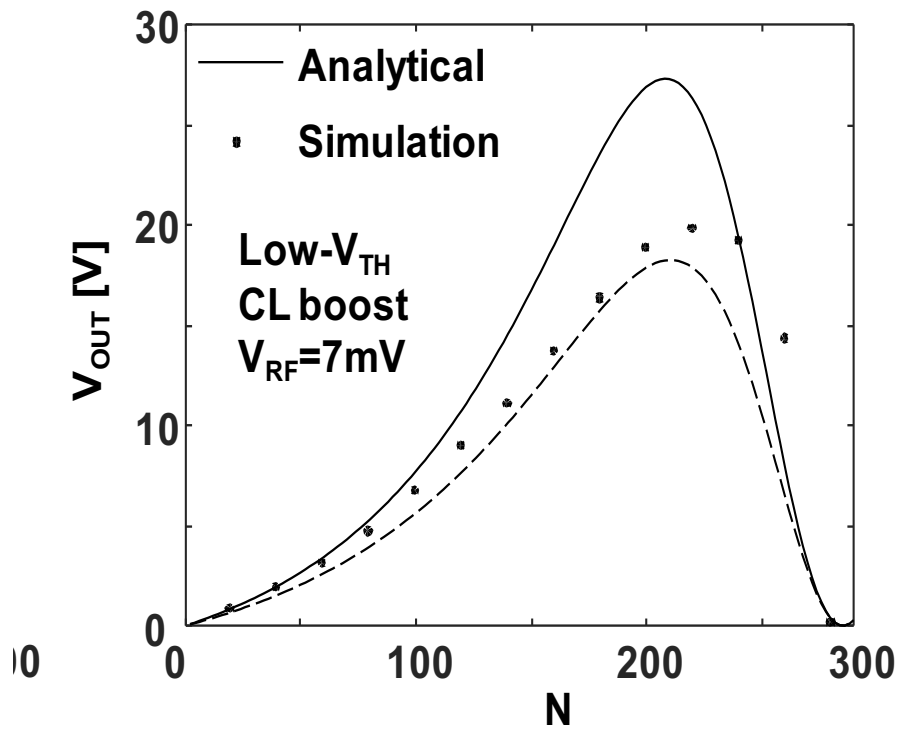


(b) 全体回路の出力電圧

図 3-13 Zero- V_{TH} を用いた CL 共振チャージポンプ回路の最適段数と最大出力電圧



(a) CL 共振の出力電圧



(b) 全体回路の出力電圧

図 3-14 Low- V_{TH} を用いた CL 共振チャージポンプ回路の最適段数と最大出力電圧

図 3-11~図 3-14 より、回路解析で得られた出力電圧の計算値と SPICE シミュレーション結果がよく一致することが分かる。また、式 (23) (24) で求めたチャージポンプ回路の最適段数も SPICE シミュレーションと一致する。しきい値の小さいトランジスタを使うと最適段数 N が小さく、出力電圧のピーク値も小さい。一方、しきい値の高いトランジスタを使うことにより、段数によるブースト回路の出力電圧の減少が小さく、出力電圧はより高くなる。さらに、同じトランジスタに関して LC 共振と CL 共振を用いた回路の最適段数は違うが、出力電圧のピーク値が同じであることも確認できる。

第4章 試作したチャージポンプ回路

本章では、第3章の解析理論に基づいたRFエネルギーハーベスタ回路を設計した。1回目の試作より、チャージポンプ回路のモデリングの有効性を示し、また試作においての問題点を指摘する。また改善策をいくつか提案し、2回目の試作より確認を行った。具体的に、試作したチャージポンプ回路の仕様を紹介した後、1回目の試作の測定結果及び問題点を示す。また、2回目の試作において提案した改善策を説明し、2回目の試作の測定結果及び問題点を示す。

4.1 1回目チャージポンプ回路の設計仕様

今回試作するRFハーベスタ回路は図4-1に示したように、第3章で解析したDickson Charge Pumpに外付けインダクタを用いたLCブースト回路で整流と昇圧を行なう。

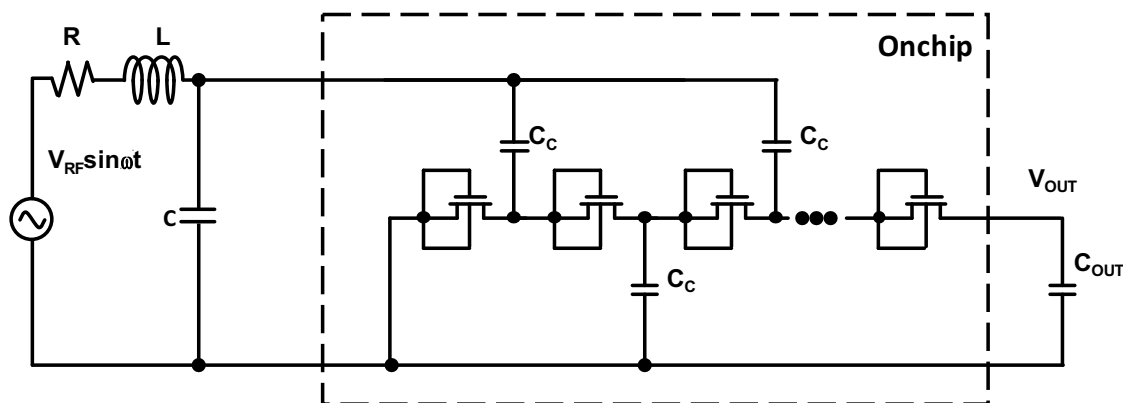


図 4-1 LCブースト付きチャージポンプ全体回路図

ここから、チャージポンプのパラメータであるチャージポンプの段数、トランジスタの種類(しきい値やS値)、ゲート長・ゲート幅、チャージポンプのキャパシタの決め方、またLC, CLブースト回路のキャパシタ、インダクタの値について説明する。

(1) チャージポンプの段数

第3章の解析通り、チャージポンプでは出力電圧が段数に比例して大きくなるが、LC, CLブースト回路では段数が大きくなると等価容量が大きく、抵抗が小さくなり電圧増幅ゲインが小さくなる。よって全体回路を考えると、チャージポンプには最適段数が存在する。今回の試作では、最適段数を調べるため、20段、40段、80段、160段のチャージポンプを設計した。

(2) トランジスタの種類(しきい値やS値)

充電時間を考慮し、しきい値の低い 2 種類のトランジスタで試作を行った。その中、式(3-32)より S 値が小さい方が出力電圧が高いため、Low-VTH を用いたチャージポンプ回路が今回試作の本命である。

(3) トランジスタのゲート長・ゲート幅

チャージポンプの動作原理は第 3 章で説明した通り、一周期ごとにトランジスタとキャパシタが分圧し、キャパシタに電荷を貯めながら、出力に電荷を運ぶ。そのため、トランジスタの容量を小さくしたほうが効率がよい。さらに、共振回路の電圧増幅ゲインを大きくするため、チャージポンプの等価容量($C_N=NC_1$)を小さくする必要があり、今回の試作ではトランジスタのゲート長・ゲート幅ともに最小にした。

(4) チャージポンプのキャパシタの決め方

チャージポンプは周期ごとにトランジスタとキャパシタが分圧するため、キャパシタはトランジスタの容量より十分大きくする必要がある。また、第 3 章(3.2.2)の解析よりキャパシタはトランジスタの容量より十分大きい場合、チャージポンプの等価容量は使われているキャパシタの値に関係なく、トランジスタの容量によって決められる。今回試作では、キャパシタの容量を十分大きい 1pF にした。

(5) LC, CL ブースト回路のキャパシタ、インダクタの値

LC, CL ブースト回路の電圧増幅ゲインを簡単に見積り、 $Q=\omega L/R=1/\omega CR$ で計算できる。よって、インダクタの値を大きく、キャパシタの値を小さくしたほうが良い。ここで、キャパシタ C を 0 にする。トランジスタの junction 容量や回路の対地容量を考えて、現実的な値としてインダクタを 100nH にし、チャージポンプの等価容量 300fF (LPE 結果による見積もり)と共振させる。

LC ブースト回路と CL ブースト回路の場合の最適段数は違うが、基本的な共振原理と共振条件は同じである。また、外付けインダクタの値が不連続であるため、共振回路の容量の値を C で調整することが必要となる。インダクタが 100nH の場合、共振回路の総容量が 300fF であり、外付けキャパシタで調整することが難しい。しかし、LC ブースト回路の場合、容量 C がオンチップ側にあるため、オンチップの小さい容量で共振点を変えることが可能である。従って、CL より LC 型ブーストを用いた回路の方が実用性が高い。ここでは、LC ブースト付きチャージポンプ回路をメインに測定を行う。

表 4-1 試作回路の仕様

チャージポンプ回路		共振回路	
段数	20, 40, 80, 160	インダクタ L の値	100nH
トランジスタのしきい値	充電時間より $Zero-V_{TH}/Low-V_{TH}$	キャパシタ C の値	0
トランジスタの n 値	$Low-V_{TH}$	共振トポロジー	LC 共振
トランジスタ W	最小		
トランジスタ W	最小		
トランジスタのボディ	GND につなぐ		
キャパシタ容量	1pF		

4.2 測定結果と問題点

試作した回路の全体レイアウトとチップ写真を図4-2に示す。

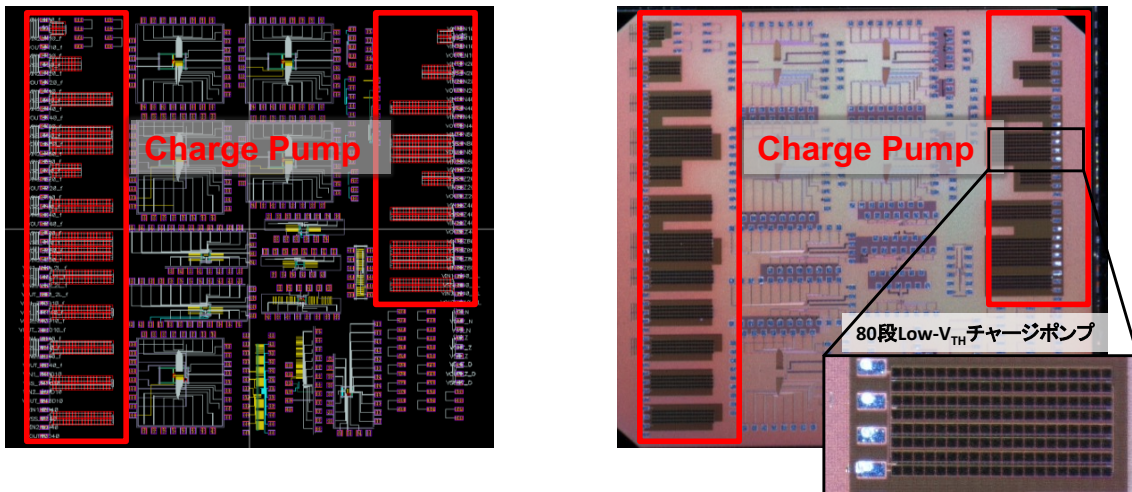


図 4-2 1 回目のレイアウト全体図とチップ写真

4.2.1 チャージポンプ回路の感度測定

まず、チャージポンプ単体の動作を確認する。第 3 章の式(3-10)(3-11)の解析結果より、入力電圧が小さいときチャージポンプ単体の出力電圧は 2 乗に比例する。測定においても式(3-10)(3-11)が確認でき、一例として 20 段の Low- V_{TH} チャージポンプの一段の出力電圧と入力電圧の関係を図 4-3 に示す。ここで、計算に使われるトランジスタの n 値は単体トランジスタ測定で得られた値である($n=1.5$)。

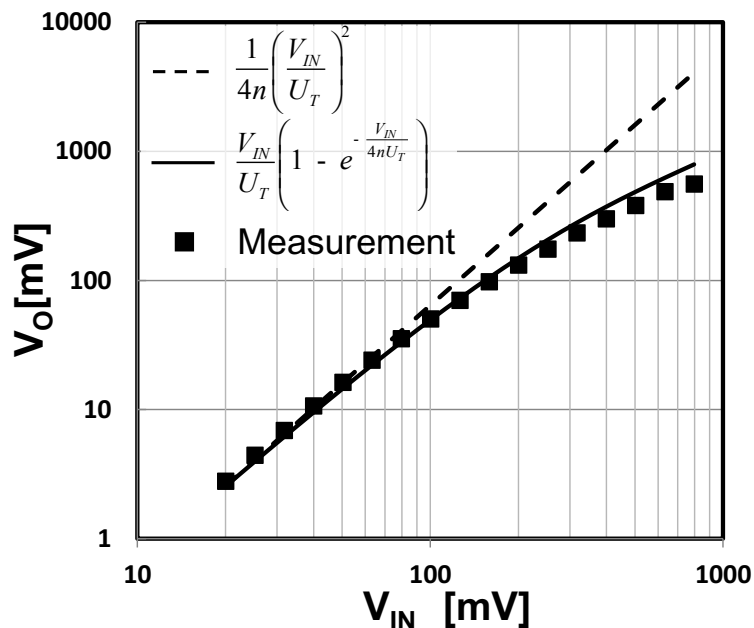


図 4-3 20 段チャージポンプ回路の出力電圧の測定結果

ここで、測定で求められたトランジスタの I-V 特性を図 4-4 に示す。Low- V_{TH} の n 値 1.5 に対して、Zero- V_{TH} の n 値は 4 である。

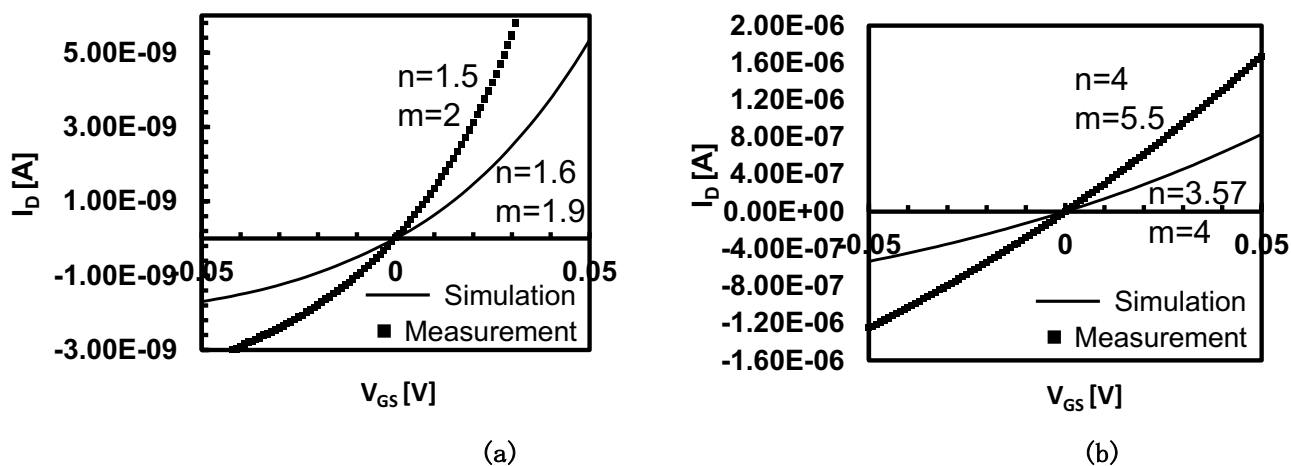


図 4-4 トランジスタの I-V 特性(a) Low- V_{TH} (b) Zero- V_{TH}

また、図 4-5 に示した通り出力電圧が段数に比例することも確認できた。ここでは、入力電力 $V_{in}=-26\text{dBm}$ とした。

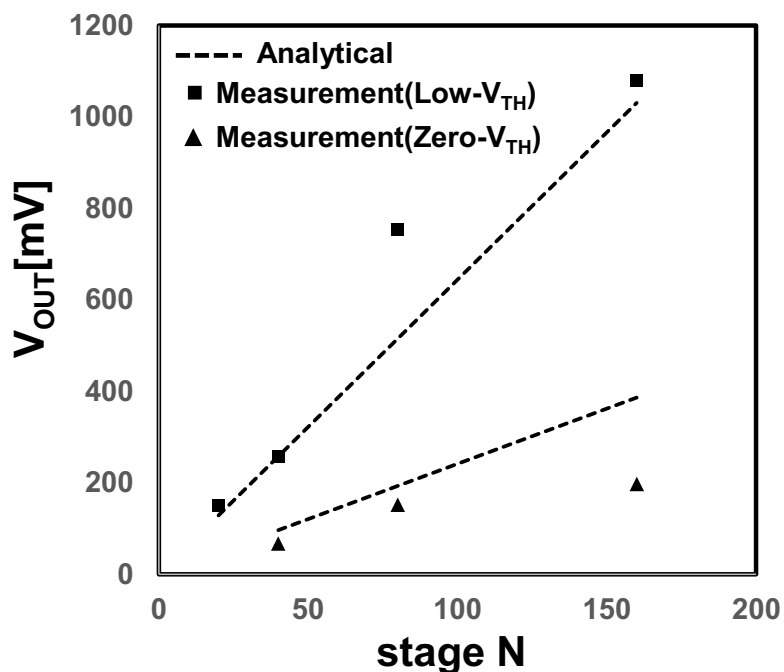


図 4-5 出力電圧と段数の関係

異なる段数の Zero- V_{TH} または Low- V_{TH} チャージポンプ回路の最高感度を表 4-2 に示す。 n 値の小さい Low- V_{TH} チャージポンプ回路の方が感度が良く、チャージポンプ単体回路ではミシガン大の論文[1]よりいい感度が得られた。

表 4-2 チャージポンプ単体回路の感度

回路	感度[dBm]
20段 Low- V_{TH}	-16
40段 Zero- V_{TH}	-16
40段 Low- V_{TH}	-20
80段 Zero- V_{TH}	-19
80段 Low- V_{TH}	-24
160段 Zero- V_{TH}	-20.5
160段 Low- V_{TH}	-26

4.2.2 チャージポンプ回路の充電時間測定

測定でチャージポンプの充電時間は段数に比例することが確認できた。また $Low-V_{TH}$ の電流は $Zero-V_{TH}$ より 3 桁小さいので、 $Low-V_{TH}$ のチャージポンプ充電時間は $Zero-V_{TH}$ のおよそ 1000 倍である。ここで、入力電力を $-20dBm$ 、出力容量を $1nF$ にした。

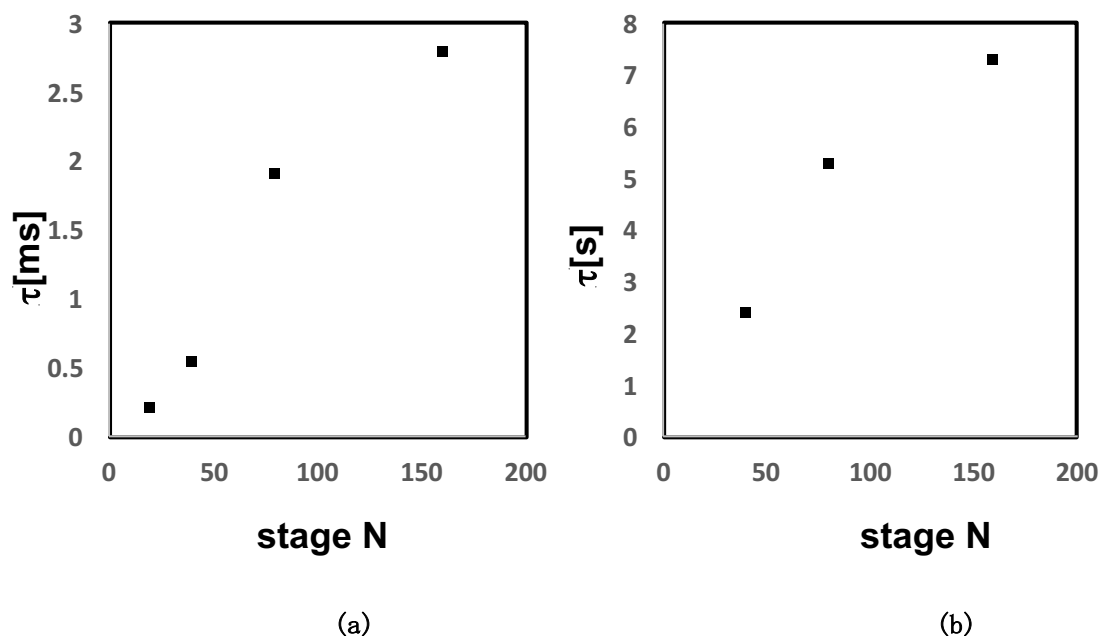


図 4-6 充電時間と段数の関係 (a) $Zero-V_{TH}$ (b) $Low-V_{TH}$

4.2.3 問題点

1 回目の測定では $920MHz$ での共振を実現することができなかった。その原因はチャージポンプ回路の寄生容量が見積もった $300fF$ より大きく、ボードの容量などを入れて $4\sim 5pF$ になったことである。そのため、図 4-7 のように自作したボードを小さくし、寄生容量を $2\sim 3pF$ まで減らすことができた。しかし、目標値である $300fF$ より約 10 倍大きく、両方のボードで求めた寄生容量と LPE で見積もった寄生容量を表 4-3 にまとめた。

表 4-3 チャージポンプ回路の寄生容量

回路	ボード1 [pF]	ボード2 [pF]	LPE解析 [pF]
Zero- V_{TH} 160段	4.07	2.46	1.07
Low- V_{TH} 160段	4.35	2.18	0.92

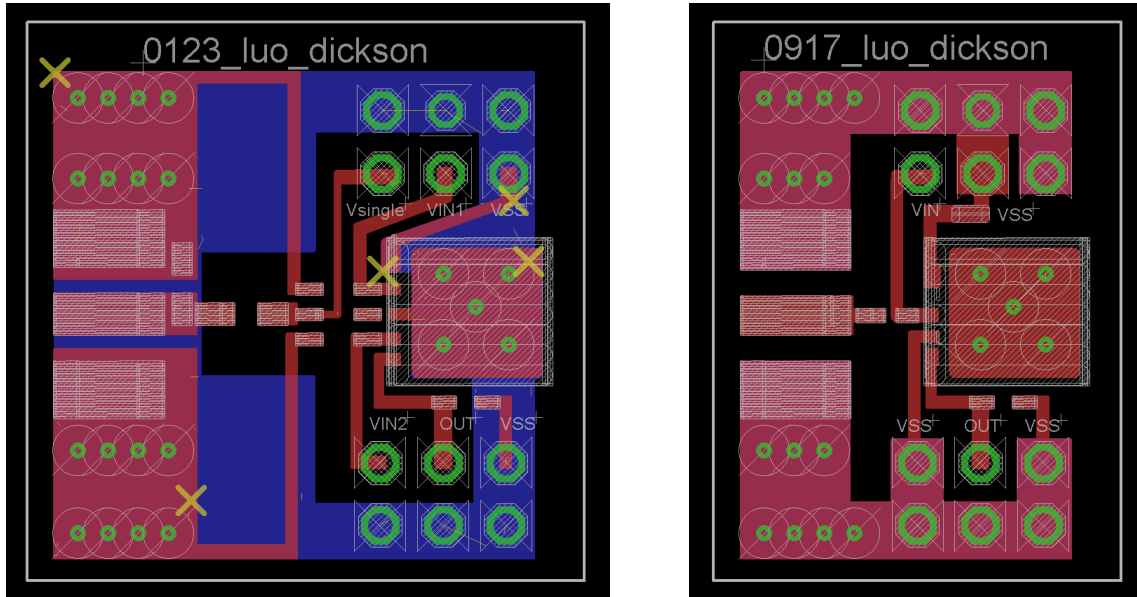


図 4-7 自作したボード

4.3 改善策(2回目の試作)

更に容量を減らすためにいくつかの改善策を提案し、それらを取り組んだ 2 回目の試作を行い、改善策の有効性を確認した。できる限り寄生容量を減らすため、オンチップ回路(チャージポンプ回路)の寄生容量を減らす方法とボードの寄生容量を減らす方法を提案した。オンチップ回路に関して、チャージポンプのキャパシタを小さくすることで対地容量を減らし、トランジスタのウェルの繋ぎ方よりトランジスタの対地容量を減らすことが考えられる。ボードに関しては、外付けインダクタとチャージポンプ回路の間の容量を小さくするため、インダクタをチップ上に実装する方法を提案した。

4.3.1 チャージポンプのキャパシタを小さく寄生容量を減らす

1 回目の試作では、チャージポンプのキャパシタを十分大きくするため 1pF にした。チャージポンプ回路の面積はほぼキャパシタの大きさによって決められ、キャパシタのサイズを見直すことで、回路の対地容量を減らせると考えられる。図 4-8(a)の回路でシミュレーションを行い、キャパシタの大きさと出力電圧の関係を図 4-8(b)にプロットした。

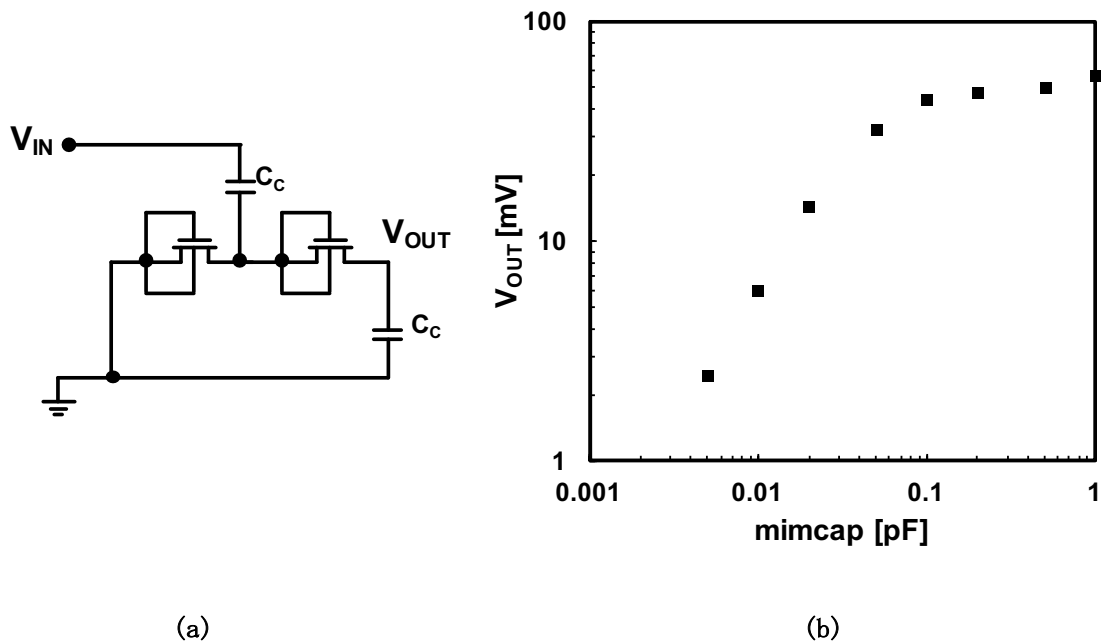


図 4-8 寄生容量と出力電圧の関係

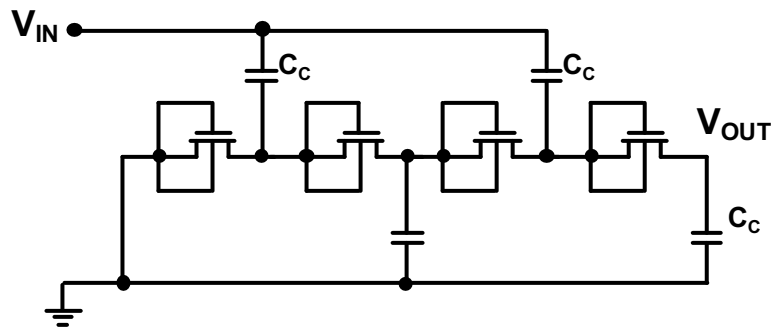
図 4-8(b)より、キャパシタを 0.1pF にしても出力電圧に影響しない結果となった。2 回目の試作では少し余裕を持って、キャパシタの容量を 0.25pF にした。容量を小さくすることによって、試作した回路の面積は 1 回目の 1/4 に減らせた。

4.3.2 トランジスタのウェルの繋ぎ方

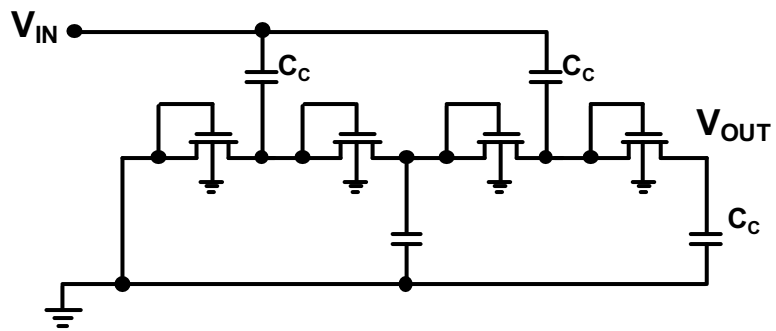
1 回目の試作ではチャージポンプのトランジスタのボディは全て接地していたが、ここでトランジスタのボディの繋ぎ方によって出力電圧と寄生容量の変化について考える。

出力電圧に関して、図 4-9(a) (b)の違いは(a)の場合トランジスタのボディとドレインの間にもう 1 個の pn junction がある。そのため(a)の場合、シミュレーションでは出力電圧が 1.2 倍高い。しかし、(a)を実現するため、トランジスタを Deep Nwell で囲むことが必要である。

寄生容量について、(a)の場合トランジスタを Deep Nwell で囲むことで、シミュレーション結果より対地容量が 1.2 倍増える。共振させるため、容量を減らすことが必要であり、トランジスタのボディは GND につなげることにした。



(a)



(b)

図 4-9 トランジスタのボディの繋ぎ方

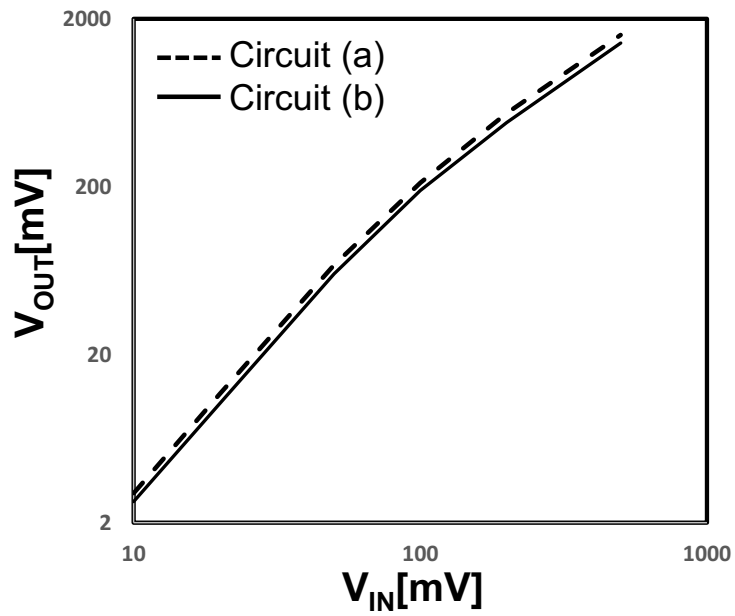


図 4-10 トランジスタのボディの繋ぎ方と出力電圧の関係

4.3.3 インダクタのチップ上実装

外付けインダクタとチャージポンプ回路の間の容量が問題であり、インダクタより電源側につく容量は共振に影響しない。

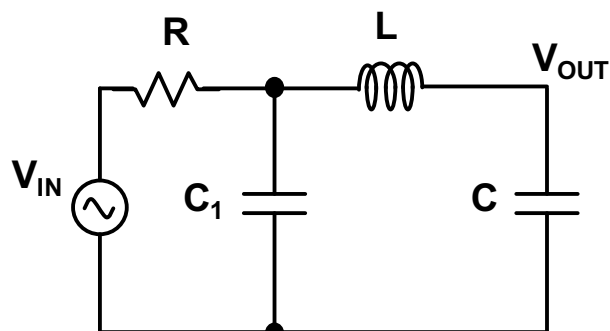


図 4-11 寄生容量とインダクタの位置関係の検討

図 4-11 の電圧増幅ゲインは式(4-1)で表せる。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{R\{j\omega C_1(1-\omega^2 LC) + j\omega C\} + (1-\omega^2 LC)} \quad (4-1)$$

ここで、L と C の値が $1-\omega^2 LC = 0$ に満たしたら、

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{j\omega CR} \quad (4-2)$$

となる。つまり、インダクタより電源側に付いた容量は共振に影響しない。そのため、インダクタをできる限りチャージポンプ回路に近づく。ボードの寄生容量をなくすため、図 4-12 のようにチップ上にパッドを用意し、インダクタをチップ上に直接貼り付けることで共振に影響する寄生容量を減らすことを提案した。

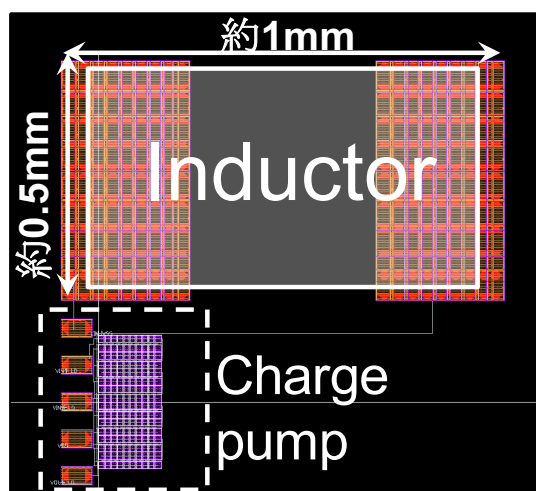


図 4-12 寄生容量とインダクタの位置関係の検討

4.4 測定結果と問題点(2回目の試作)

試作した回路の全体レイアウトとチップ写真を図4-13に示す。

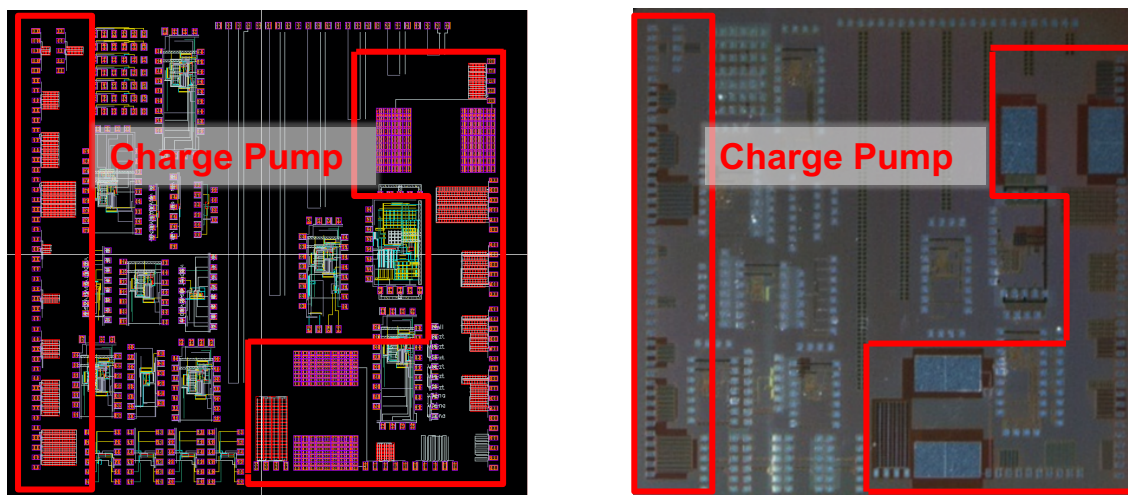


図 4-13 2回目のレイアウト全体図とチップ写真

4.4.1 チャージポンプ回路の感度測定

異なる段数のZero- V_{TH} またはLow- V_{TH} のチャージポンプ回路の最高感度を表4-4に示す。チャージポンプ回路だけでも目標性能に満たした。

表 4-4 チャージポンプ単体回路の感度(2回目試作)

回路	感度 [dBm]	回路	感度 [dBm]
20段 Zero- V_{TH}	-17.9	20段 Low- V_{TH}	-19.6
40段 Zero- V_{TH}	-21.9	40段 Low- V_{TH}	-24.3
80段 Zero- V_{TH}	-25.5	80段 Low- V_{TH}	-28.5
160段 Zero- V_{TH}	-29.1	160段 Low- V_{TH}	-31.5
320段 Zero- V_{TH}	-27.6	320段 Low- V_{TH}	-27.5

図4-14に1回目の測定と比べた結果を示す。Low- V_{TH} のチャージポンプ回路に関して2回の測定結果がほぼ変わらない。しかし、Zero- V_{TH} のチャージポンプ回路の出力電圧が大きく変わったのはZero- V_{TH} トランジスタのn値が1.6と小さくなった。ここでは、入力電力 $V_{in}=-26\text{dBm}$ とした。

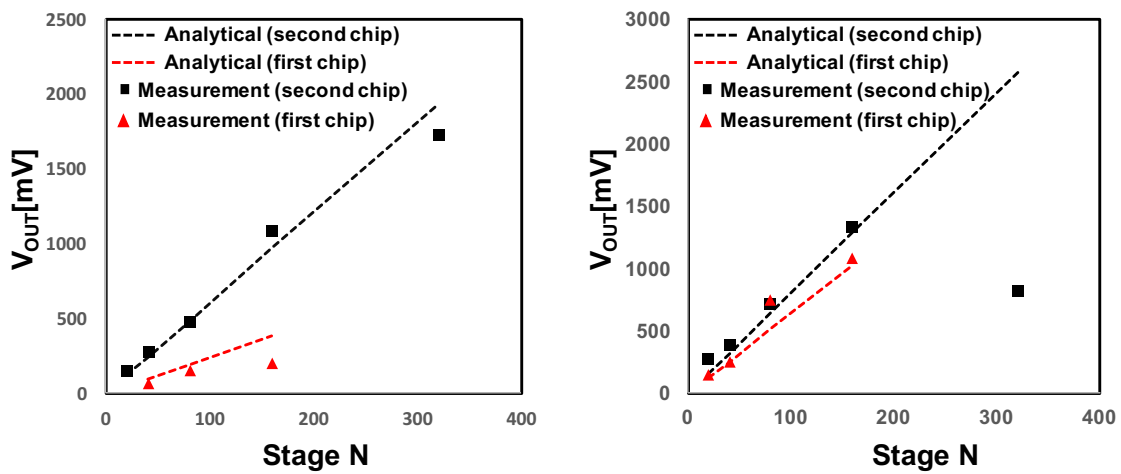


図 4-14 2回試作の出力電圧の比較

4.4.2 チャージポンプ回路の寄生容量測定

共振するために最も重要な寄生容量を測定した。インダクタをボードに貼り付けた場合の寄生容量と段数の関係を図 4-15 に示す。p-sub を接地する場合と floating にする場合についてプロットした。また、ボードの寄生容量が 2pF 程度であることも測定で分かった。

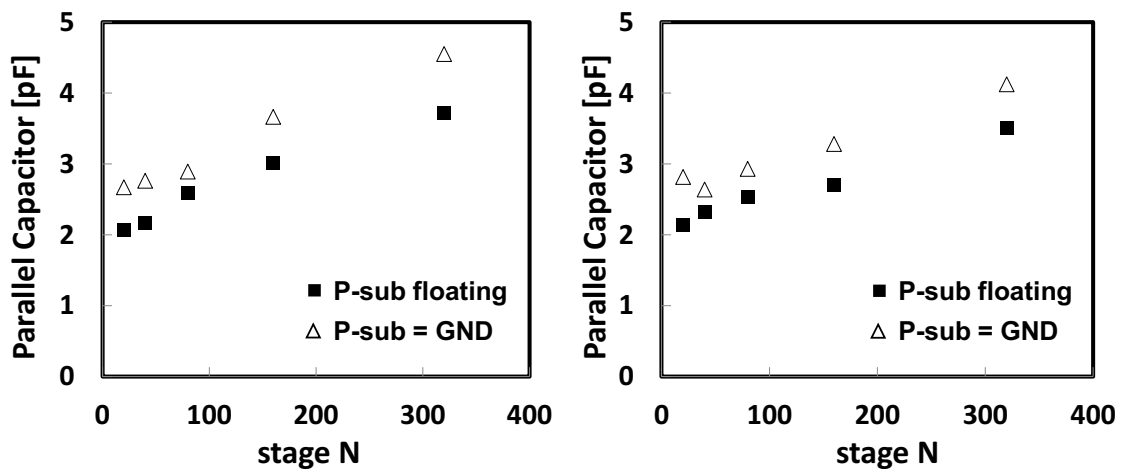


図 4-15 寄生容量の測定値

さらに、測定では Deep Nwell を使った場合、回路の寄生容量が p-sub を接地にする場合より 1.3~1.6 倍大きい。

4.4.3 ブースト付きチャージポンプ回路の最高感度測定

寄生容量の測定結果より 920MHz で共振することが困難である。しかし、315MHz 付近において 100nH のインダクタと共振させることができた。315MHz での最高感度を表 4-5 に示す。

表 4-5 315MHz 帯ブースト付きチャージポンプ回路の感度

回路	感度 @315MHz [dBm]	回路	感度 @315MHz [dBm]
20段 Zero- V_{TH}	-23.8	20段 Low- V_{TH}	-25.1
40段 Zero- V_{TH}	-27.2	40段 Low- V_{TH}	-28.2
80段 Zero- V_{TH}	-28.4	80段 Low- V_{TH}	-32
160段 Zero- V_{TH}	-30.5	160段 Low- V_{TH}	-33
320段 Zero- V_{TH}	-31.5	320段 Low- V_{TH}	-28.3

一方、提案したチップ上インダクタの実装した方法を用いて、図 4-17 の通り 920MHz 付近で共振させることができた。インダクタをチップ上に実装した写真は図 4-16 に示す。この回路の寄生容量は 274fF であり、920MHz での感度は-27.3dBm。

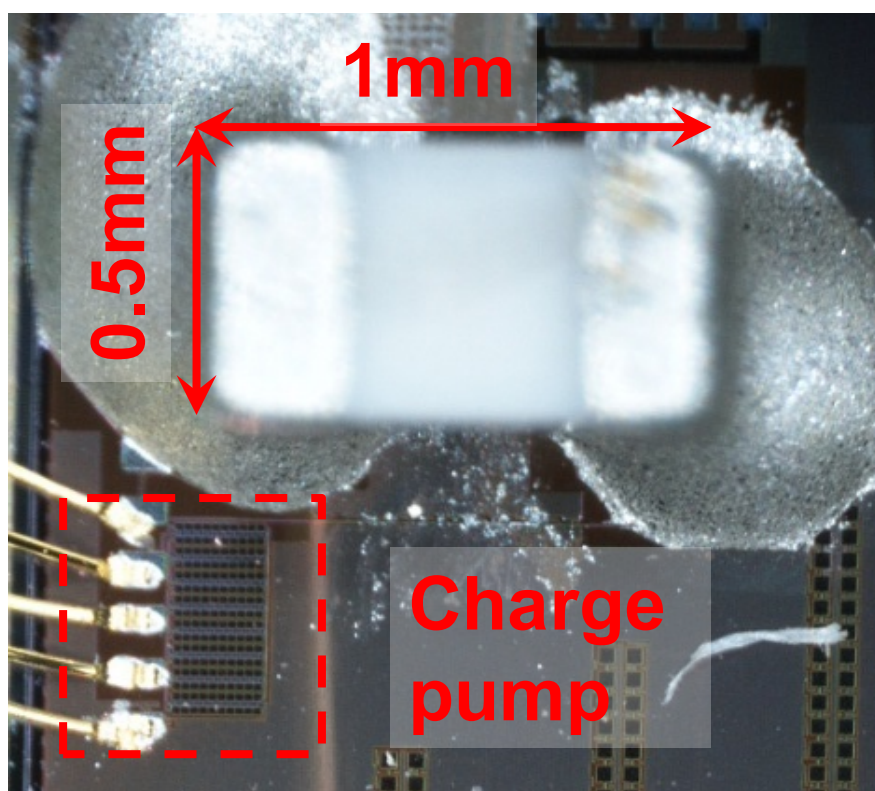


図 4-16 インダクタのチップ上実装

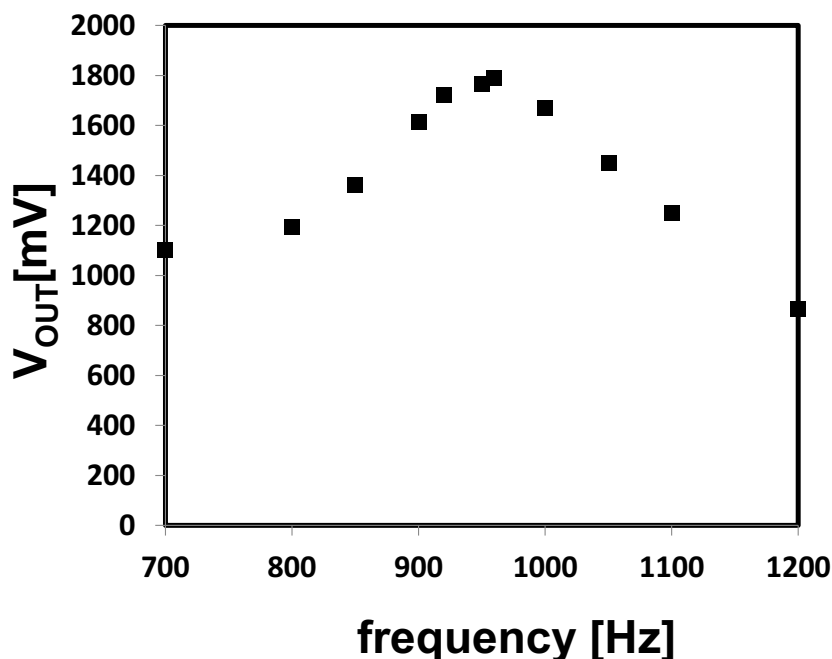


図 4-17 チップ上インダクタ実装の共振周波数

4.4.4 問題点

インダクタのチップ上実装を用いて、チャージポンプ回路を 920MHz で 100nH と共振することができたが、回路の感度は上がらなかった。その原因として、インダクタの実装の仕方により、大きな抵抗が付いたことが考えられる。今の全体回路の Q 値は図 4-17 から簡単に計算できる。回路の Q 値は 2 であり、100nH で共振する予想の Q 値 11.6 より大きく外れている。インダクタ実装のやり方に関して、専門家の意見を伺って、正しい実装をすれば、920MHz で共振させ、さらに感度を上げれると期待できる。

4.4.5 補足(ウェルの繋ぎ方)

2 回目の設計では、チャージポンプに使われたトランジスタのウェルの繋ぎ方について調べた。Deep-nwell なし、Deep-nwell ありの場合について考えた。

(1) Deep-nwell なし

n ウェルなしの場合、p-sub の繋ぎ方として GND、V_{OUT}、floating の三つがある。

実測では、出力電圧と p-sub の繋ぎ方は floating>GND>V_{OUT} の関係がある。floating と GND についての測定結果(Low-V_{TH80} 段のチャージポンプ回路)は図 4-18 に示した。GND に繋ぐより floating にした方が、p-sub と V_O の間に pn junction ができ、出力電圧が高くなったと考えられる。一方、p-sub(を全体回路の V_{OUT} に繋いだ場合、p-sub から V_{IN} に流れる逆方向の電流が増え、出力電圧がかなり低くなったと考えられる。

また、寄生容量に関しては(4.2.2)に説明した通り、floating>GND である。
 結論として、p-sub を floating にした方が良い。

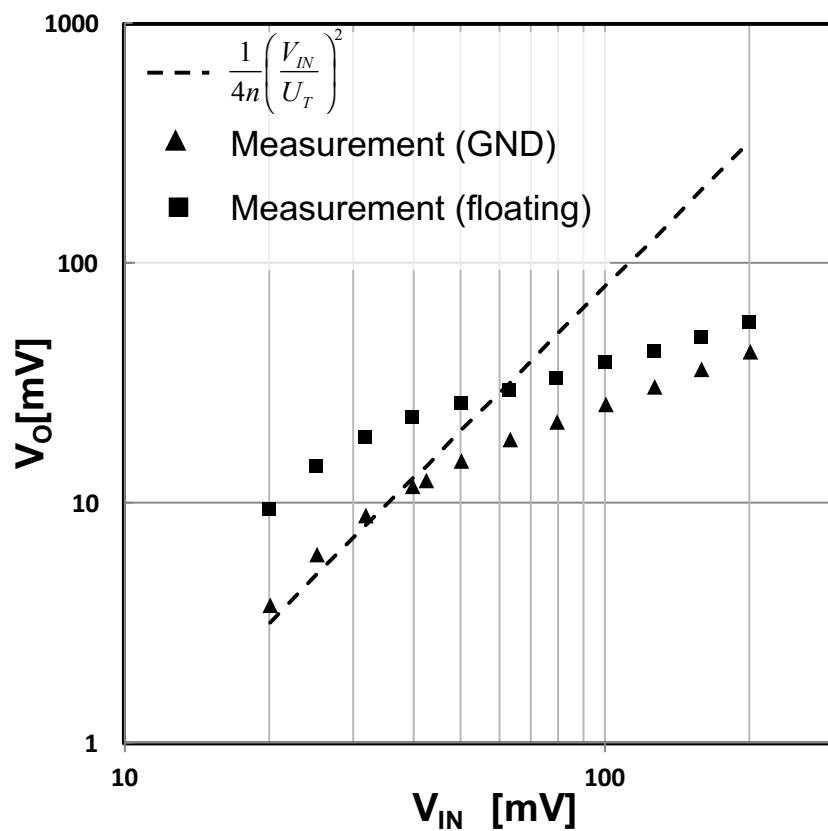


図 4-18 出力電圧と p-sub 繋ぎ方の関係

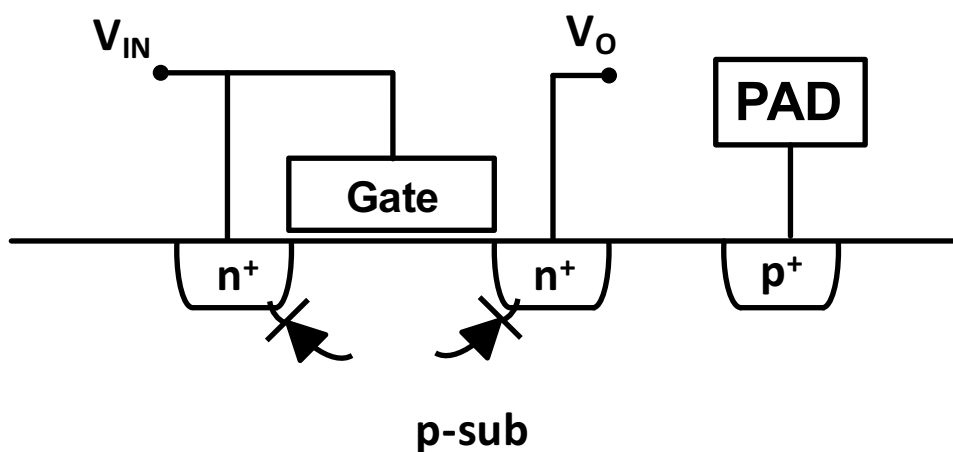


図 4-19 p-sub の繋ぎ方

(2) Deep-nwell あり

図 4-21 に示したように Deep-nwell を繋ぎ、Deep-nwell なし、出力側から最後の 40 段を Deep-nwell に、全部の 160 段回路を Deep-nwell にする 3 つの場合について測定を行った。その結果、入力電圧が小さい場合、Deep-nwell なしの出力電圧が一番高く、入力電圧が大きい場合、Deep-nwell を用いた方の出力電圧が一番高い。ここで、Zero- V_{TH} 160 段のチャージポンプ回路を用いた。

また、寄生容量に関しては Deep-nwell ありは Deep-nwell なしの約 1.1 倍である。

結論として、今回のような寄生容量を気にする場合、Deep-nwell なしの方がいい。しかし、出力電圧だけを求める場合、入力電圧によるが、出力側から最後の 1/4 の段数を Deep-nwell にした方が広い範囲で高出力電圧が得られる。

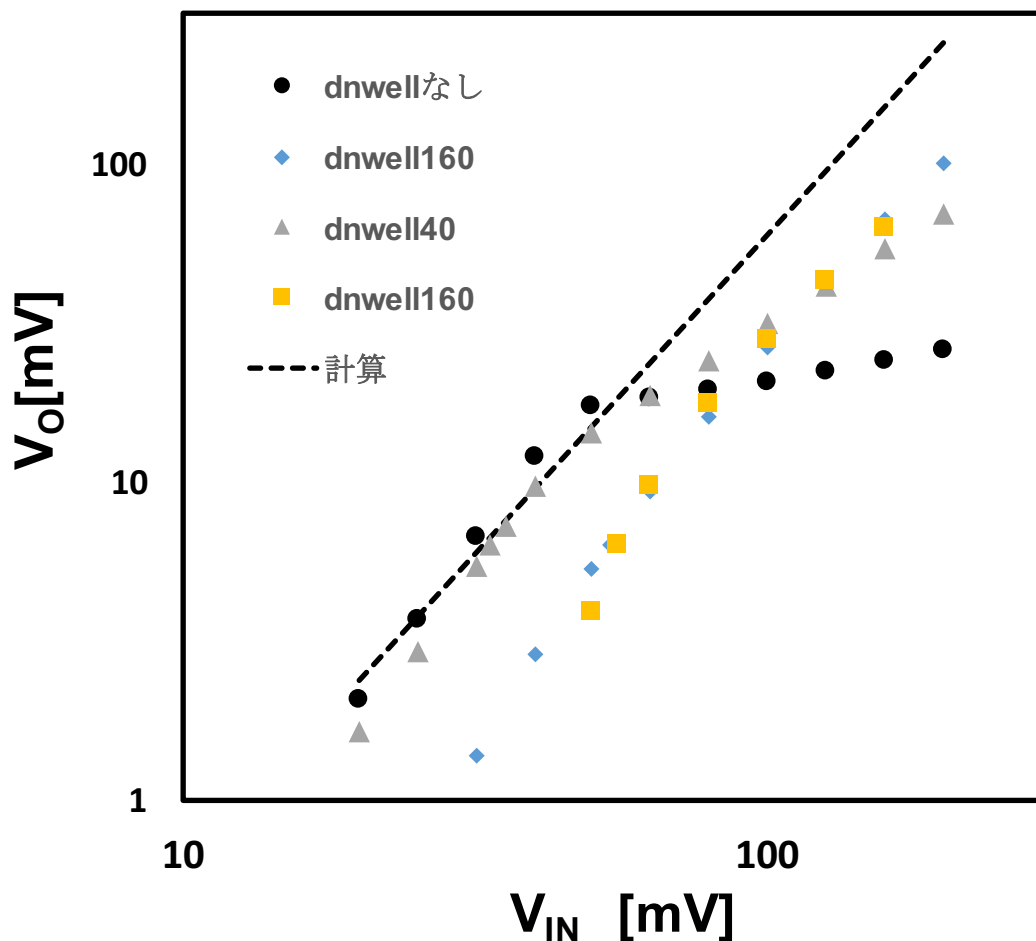


図 4-20 出力電圧と deep-nwell の繋ぎ方の関係

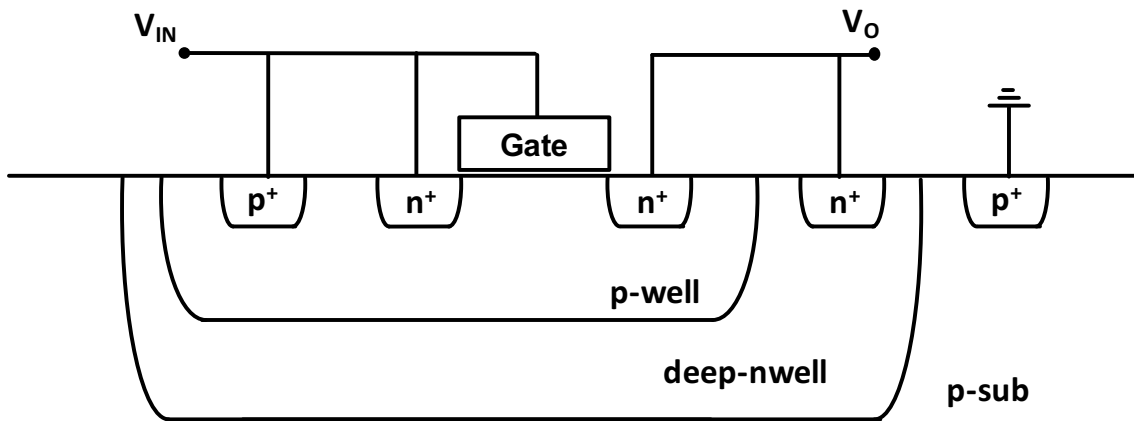


図 4-21 deep-nwell の繋ぎ方

第5章 まとめ

5.1 今後の展望

エネルギーハーベスティングや無線信号などによる 外部バッテリー不要のシステムは今後のトレンドになることが予想される。しかし、RF ハーベスタの入力電力が極めて小さく、昇圧することが難しいことが一番の課題であり、小さい入力を整流昇圧し、デバイスに安定な電源を供給することが目標である。本研究では極低入力電圧で動作する RF ハーベスタの昇圧整流回路を提案し、測定結果をまとめた。今後、センサネットワークや IoT の普及により、ハーベスタの更なる高感度化が必要となる。

低入力電圧で動作する RF ハーベスタ回路はさらなる高感度化と共に、今後 RF-DC の電力変換効率の向上も求められると予想される。本研究で提案した RF エネルギーハーベスティング回路をさらに高感度にする方法として、アンテナを自作し、アンテナ負荷を減らすことが効果的だと思われる。また、電力変換効率を上げるため、インピーダンスマッチングを行う必要がある。しかし、現在電力効率より感度を満たすことが必要とされていて、本研究で設計した回路は 920MHz 帯で-31.5dBm、315MHz 帯で-33dBm の最高感度を達成した。

5.2 結論

本論文では、高感度な RF エネルギーハーベスティング回路を実現するため、低電圧で動作するブースト付きチャージポンプ回路を用いたチャージポンプ回路について解析を行い、SPICE シミュレーションと測定結果をまとめた。

第 2 章で RF エネルギーハーベスティングについて紹介し、エネルギーハーベスタの基本構成を説明した。チャージポンプを用いたエネルギーハーベスティング回路の先行例を紹介し、問題点を挙げた。また、今回の RF ハーベスタの目標性能について述べた。

第 3 章でチャージポンプ回路とブースト付きチャージポンプ回路について解析を行った。チャージポンプ回路に関して、トランジスタのモデリングから、出力電圧の計算、等価回路、充電時間の解析を行った。SPICE シミュレーションより、解析手法の有効性を示した。また、ブースト付きチャージポンプ共振回路に関して、最高感度を計算し、その感度を達成するためのパラメータ条件を示した。SPICE シミュレーションに結果と計算値が一致することを検証した。

第 4 章でブースト付きチャージポンプ回路の最適化理論を用いて、920MHz 帯の電波からエネルギーを収集する RF エネルギーハーベスティング回路を設計し、試作を行った。測定でチャージポンプ回路の出力電圧、等価回路や充電時間の解析理論を確認することができた。試作に当たって最大の問題点となった寄生容量について検討し、いくつかの改善策を提案した。また、設計したハーベスタは出力 1V の場合 920MHz 帯で-31.5dBm、315MHz 帯で-33dBm の最高感度を達成した。

第 5 章で試作した回路のさらなる高感度化の改善策について考え、RF エネルギーハーベスティングの今後の展望を述べた。

参考文献

- [1] S. Oh and D. D. Wentzloff, "A -32dBm sensitivity RF power harvester in 130nm CMOS," *Dig. Pap. - IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, no. 2, pp. 483–486, 2012.
- [2] 桑野博喜、竹内敬治, エネルギーハーベスティングの設計と応用展開. シーエムシー出版, 2015.
- [3] D. N. Ian Flint, Xiao Lu, Nicolas Privault, "Performance Analysis of Ambient RF Energy Harvesting with Repulsive Point Process Modeling," vol. 14, no. 10, pp. 5402–5416, 2014.
- [4] S. Lee, R. Zhang, and K. Huang, "Opportunistic wireless energy harvesting in cognitive radio networks," *Signal Process. Mag. ...*, vol. 12, no. 9, pp. 4788–4799, 2013.
- [5] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless networks with rf energy harvesting: A contemporary survey," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 17, no. 2, pp. 757–789, 2015.
- [6] T. Le, K. Mayaram, and T. Fiez, "Efficient far-field radio frequency energy harvesting for passive powered sensor networks," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43(5), no. 5, pp. 1287–1302, 2008.
- [7] S. Keyrouz and H. J. Visser, "A Self-Calibrating RF Energy Harvester generating 1V at -26.3 dBm C226 C227," pp. 226–227, 2013.
- [8] M. Stoopman, S. Member, S. Keyrouz, and S. Member, "Co-Design of a CMOS Rectifier and Small Loop Antenna for Highly Sensitive RF Energy Harvesters," vol. 49, no. 3, pp. 622–634, 2014.
- [9] "TX91501 POWERCASTER TRANSMITTER." [Online]. Available: <http://powercastco.com/>.
- [10] J. R. S. Alanson P. Sample, Aaron N. Parks, Scott Southwood, "Wireless Ambient Radio Power," in *Wirelessly Powered Sensor Networks and Computational RFID*, 2013, pp. 223–234.
- [11] G. Papotto, F. Carrara, G. Palmisano, and S. Member, "A 90-nm CMOS Threshold-Compensated RF Energy Harvester," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 9, pp. 1985–1997, 2011.
- [12] A. Nimo, D. Grgi, T. Ungan, and L. M. Reindl, "A New Family of Passive Wireless RF Harvesters based on R-C-Quartz Oscillators," *Proc. 43rd Eur. Microw. Conf.*, no. 1, pp. 511–514, 2013.
- [13] P. Haddad, G. Gosset, J. Raskin, and D. Flandre, "Efficient ultra low power rectification at 13.56 MHz for a 10 μ A load current," pp. 9–10, 2014.
- [14] G. Gosset and D. Flandre, "Fully-automated and portable design methodology for

- optimal sizing of energy-efficient CMOS voltage rectifiers,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Circuits Syst.*, vol. 1, no. 2, pp. 141–149, 2011.
- [15] H. Liu, X. Li, R. Vaddi, K. Ma, S. Datta, and V. Narayanan, “Tunnel FET RF rectifier design for energy harvesting applications,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Circuits Syst.*, vol. 4, no. 4, pp. 400–411, 2014.
- [16] G. Papotto, F. Carrara, A. Finocchiaro, and G. Palmisano, “A 90-nm CMOS 5-Mbps crystal-less RF-powered transceiver for wireless sensor network nodes,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 2, pp. 335–346, 2014.
- [17] K. Kaushik, D. Mishra, S. De, S. Basagni, W. Heinzelman, K. Chowdhury, S. Jana, and N. Delhi, “Experimental Demonstration of Multi-Hop RF Energy Transfer,” *Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun.*, pp. 538–542, 2013.
- [18] F. Zhang, Y. Zhang, J. Silver, Y. Shakhsheer, M. Nagaraju, A. Klinefelter, J. Pandey, J. Boley, E. Carlson, A. Shrivastava, B. Otis, and B. Calhoun, “A batteryless 19 μ W MICS/ISM-band energy harvesting body area sensor node SoC,” *Dig. Tech. Pap. - IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.*, vol. 55, no. 1, pp. 298–299, 2012.
- [19] L. Xia, J. Cheng, N. E. Glover, and P. Chiang, “0.56 V, -20 dBm RF-powered, multi-node wireless body area network system-on-a-chip with harvesting-efficiency tracking loop,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 6, pp. 1345–1355, 2014.
- [20] A. Shameli, A. Safarian, A. Rofougaran, M. Rofougaran, and F. De Flaviis, “Power harvester design for passive UHF RFID tag using a voltage boosting technique,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 6, pp. 1089–1096, 2007.
- [21] “電波から電気に変換する iPhone 6 ケース。” [Online]. Available: <http://jp.techcrunch.com/2015/05/05/20150504nikola-labs-launches-iphone-6-case-which-harvests-electricity-from-the-air/>.
- [22] S. Matsumoto, T. Shodai, and Y. Kanai, “A Novel Strategy of a Control IC for Boost Converter with Ultra Low Voltage Input and Maximum Power Point Tracking for Single Solar Cell Application,” *Changes*, pp. 180–183, 2009.
- [23] F. Yuan and N. Soltani, “Design techniques for power harvesting of passive wireless microsensors,” *Midwest Symp. Circuits Syst.*, pp. 289–293, 2008.
- [24] H. Fuketa, K. Yoshioka, K. Fukuda, T. Mori, H. Ota, M. Takamiya, and T. Sakurai, “Design Guidelines of Steep Subthreshold TFET to Minimize Energy of Logic Circuits,” *Int. Conf. Solid State Devices Mater.*, pp. 832–833, 2014.
- [25] H. Fuketa, K. Yoshioka, K. Fukuda, and T. Mori, “Design guidelines to achieve minimum energy operation for ultra low voltage tunneling FET logic circuits Design guidelines to achieve minimum energy operation for ultra low voltage tunneling FET logic circuits,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 04, pp. 4–9.

本研究に関する発表

- [1] 羅丹, 更田裕司, 松永賢一, 森村浩季, 桜井貴康, 高宮真, "RF エネルギーハーベスティング回路の高感度化設計指針," 電子情報通信学会総合大会, C-12-17, 草津, 2015年3月.
- [2] D. Luo, H. Fuketa, K. Matsunaga, H. Morimura, M. Takamiya, and T. Sakurai, "Analysis to Optimize Sensitivity of RF Energy Harvester with Voltage Boost Circuit", European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD), Trondheim, Norway, August 2015.

謝辞

本研究を進めるにあたって、様々な方からのご協力をいただきましたので感謝申し上げます。

桜井貴康教授には研究に関して様々な助言を頂き、非常に有益な議論をさせていただきました。また、研究者、技術者としての心構えや将来のエレクトロニクスのビジョンなどをご教授いただきました。心より御礼申し上げます。

高宮真准教授には研究について数々の熱心な議論をさせていただくとともに、学会論文や口頭発表に関して数多くのご指導を頂きました。深く感謝致します。

更田裕司助教には研究のみならず様々なことの助言、フォローをして下さって、心より御礼申し上げます。

マーズ助教には研究室のシステム管理等多くのサポートをしていただきました。心より感謝しております。

博士課程の井口俊太氏、染谷晃基氏、李承俊には測定機器や CAD ツールの使い方など大変親身に教えていただきました。チェンシアンウ氏には測定のデバッグを付き合ってくださいました。心より御礼申し上げます。

同期の濱松昌宗氏には様々なことで相談にのってもらうなどサポートをいただきました。心より御礼申し上げます。

研究室での二年間を過ごすにあたって、数多くのご協力をしていただいた桜井研究室及び高宮研究室の全ての皆様に感謝致します。

有用なご議論をいただいた日本電信電話株式会社 NTT 先端集積デバイス研究所の森村浩季氏、松永賢一氏に感謝いたします。

本研究におけるチップ試作は東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し、日本ケイデンス株式会社、ローム株式会社、台湾セミコンダクター・マニュファクチャリングの協力で行われたものである。

最後に 2 年間の大学院生活を支えてくださった両親に感謝致します。