

INTERNATIONAL
TECHNOLOGY ROADMAP
FOR
SEMICONDUCTORS

2011 年版

情報通信のための無線周波帯および
アナログ・ミックスドシグナル技術

THE ITRS IS DEVISED AND INTENDED FOR TECHNOLOGY ASSESSMENT ONLY AND IS WITHOUT REGARD TO ANY COMMERCIAL CONSIDERATIONS PERTAINING TO INDIVIDUAL PRODUCTS OR EQUIPMENT.

訳者まえがき

この文書は International Technology Roadmap for Semiconductors 2011 Edition(国際半導体技術ロードマップ 2011 年版)本文の日本語訳である。

国際半導体技術ロードマップ(以下 ITRS と表記)は、米国、日本、欧州、韓国、台湾の世界5極の専門家によって編集・作成されている。日本では、半導体技術ロードマップ専門委員会(STRJ)が電子情報技術産業協会(JEITA)内に組織され、日本国内で半導体技術ロードマップについての調査活動を行うとともに、ITRS の編集・作成に貢献している。STRJ 内には 15 のワーキンググループ(WG: Working Group)が組織され、半導体集積回路メーカ、半導体製造装置メーカ、材料メーカ、大学、独立行政法人、コンソーシアムなどから専門家が集まり、それぞれの専門分野の調査活動を行っている。

ITRS は改版を重ねるごとにページ数が増え、2011年版は英文で 1000 ページを超えるの文書となった。このような大部の文書を原文で読み通すことは専門家でも多大な労力を要するし、専門家であっても技術分野が少し異なると ITRS を理解することは必ずしも容易でない。STRJ の専門委員がその専門分野に応じて ITRS を訳出することで、ITRS をより親しみやすいものにすることができるのではないかと考えている。

なお、ITRS 2005 年版(英語の原書)までは、ウェブ公開とともに、印刷された本としても出版していたが、ITRS 2007 年版以降、は印刷コストが大きくなってきたこと、ウェブ上で無料公開されている文書の出版版を本の形で有償頒布しても需要が限られることなどのため、印刷物の形での出版を断念し、ウェブ公開のみとなった。ITRS の読者の皆様にはご不便をおかけするが、ご理解願いたい。ITRS 2009 年版以降、電子媒体で ITRS を公開することを前提に編集を進め、ITRS の表は原則として、Microsoft Excel のファイルとして作成し、そのまま公開することにした。

ITRS は英語で書かれている。日本語訳の作成は、STRJ 委員が分担してこれにあたり、JEITA の STRJ 担当事務局が全体の取りまとめを行った。訳語については、できる限り統一するように努めたが、なお、統一が取れていないところもある。また、訳者によって、文体が異なるところもある。ITRS の原文自体も多くは専門家による分担執筆であり、そもそも原文の文体も一定していないことも、ご理解いただきたい。誤訳、誤字、脱字などが無いよう、細心の注意をしているが、短期間のうちに訳文を作成しているため、なお間違いが含まれていると思う。また、翻訳の過程で原文のニュアンスが変化してしまうこともある。訳文についてお気づきの点や、ITRS についてのご批判、ご意見などを事務局まで連絡いただけますよう、お願い申し上げます。

今回の訳出にあたっては、ITRS の本文の部分のみとし、ITRS 内の図や表の内部の英文は訳さないでそのまま掲載することとした。Executive Summary の冒頭の謝辞(Acknowledgments)に、ITRS の編集にかかわった方々の氏名が書かれているが、ここも訳出していない。

原文中の略語については、できるかぎり、初出の際に、「ITRS(International Technology Roadmap for Semiconductors)」のように()内に原義を示すようにした。英文の略号をそのまま使わないで技術用語を訳出する際、原語を引用したほうが適切と考えられる場合には、「国際半導体技術ロードマップ(ITRS: International Technology Roadmap for Semiconductors、以下 ITRS と表記)」「国際半導体技術ロードマップ(International Technology Roadmap for Semiconductors)」のように和訳の後に()内に原語やそれに対応する略語を表示した。Executive Summary の用語集(Glossary)も参照されたい。原文の括弧()があつてそれを訳するために括弧を使った場合もあるが、前後の文脈の関係で判別できると思う。また訳注は「【訳者注:この部分は訳者の注釈であることを示す】」のように【】内に表記した。また[]内の部分は、訳者が原文にない言葉をおぎなつた部分であることを示している。訳文は厳密な逐語訳ではなく、日本語として読んで意味が通りやすいように意識している。ITRS のウェブ版ではハイパーリンクが埋め込まれているが、今回の日本語版ではハイパーリンクは原則として削除した。読者の皆様には不便をおかけするが、ご理解いただければ幸いです。

今回の日本語訳全体の編集は全体のページ数が膨大であるため、大変な作業となってしまいました。編集作業を担当いただいた、JEITA 内 SRTJ 事務局の進藤淳二さん、関口美奈さんに大変お世話になりました。厚くお礼申し上げます。

より多くの方に ITRS をご活用いただきたいとの思いから、今回の翻訳作業を進めました。今後とも ITRS と STRJ へのご理解とご支援をよろしくお願い申し上げます。

2012年 5月

訳者一同を代表して

電子情報技術産業協会 (JEITA) 半導体部会 半導体技術ロードマップ専門委員会 (STRJ) 委員長
石内 秀美 (株式会社 東芝)

版權について

ORIGINAL (ENGLISH VERSION) COPYRIGHT © 2011 SEMICONDUCTOR INDUSTRY ASSOCIATION

All rights reserved

ITRS •SEMATECH, Inc. , 257 Fuller Road, Albany, NY12203 • <http://www.itrs.net>

Japanese translation by the JEITA, Japan Electronics and Information Technology Industries
Association under the license of the Semiconductor Industry Association

—引用する場合の注意—

原文(英語版)から引用する場合： ITRS 2011Edition page XX, Figure(Table) YY
この日本語訳から引用する場合： ITRS 2011Edition (JEITA 訳) XX 頁,図(表)YY
と明記してください。

問合せ先：

一般社団法人 電子情報技術産業協会
半導体技術ロードマップ専門委員会 事務局
電話: 03-5218-1068 電子メール: roadmap@jeita.or.jp

TABLE OF CONTENTS

訳者まえがき - 2 -

情報通信のための無線周波帯およびアナログ・ミックスドシグナル技術... 1

1. 概要	1
1.1. CMOS.....	2
1.2. シリコンバイポーラおよびBiCMOS	3
1.3. III-V族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)]	4
1.4. オンチップ受動素子.....	7
1.5. 高電圧MOS.....	8
2. 困難な課題.....	8
2.1 CMOS.....	8
2.2 シリコンバイポーラおよびBi CMOS	10
2.3 III-V族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)].....	11
2.4 抵抗、インダクタ、キャパシタ、バラクタなどの受動素子	13
2.5 高電圧MOS	13
3. 技術要求	14
3.1 CMOS.....	15
3.2 シリコンバイポーラおよびBiCMOS	15
3.3 III-V族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)].....	17
3.4 オンチップ受動素子.....	21
3.5 高電圧MOS.....	24
4. 解決策候補	25
4.1 CMOS.....	25
4.2 シリコンバイポーラトランジスタおよびBiCMOS	25
4.3 III-V族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)].....	27
4.4 オンチップ受動素子.....	31
4.5 高電圧MOS.....	31
5. 横断的な課題	32
5.1 ESH(Environment, Safety & Health)、計測(Metrology)、歩留り改善、モデリング&シミュレーション ...	32
5.2 他のTWGとの議論.....	32
5.3 新探究素子・材料の今後の影響.....	32
5.4 アナログ分野における課題/トピックス	33
5.5 RF MEMS構造	33

6. その他の考察	33
6.1 国際規格と関連する測定手法.....	33
7. 結び	34
7.1 CMOS.....	35
7.2 バイポーラおよびBiCMOSデバイス	36
7.3 III-V族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)].....	36
7.4 オンチップ受動素子	37
7.5 高電圧MOS.....	37
8. References	38
9. 謝辞	39

LIST OF FIGURES

Figure RFAMS1	Analog and Carrier Frequency Bands and Example Applications considered in formulating this Roadmap	2
Figure RFAMS2	An Illustration of the Physical Layout of One Gate Finger of a MOSFET	9
Figure RFAMS3	Required Tolerances depending on the Applications	24
Figure RFAMS4	SiGe BiCMOS Potential Solutions	26
Figure RFAMS5	III-V Potential Solutions	31
Figure RFAMS6	LNA Performance comparing CMOS, SiGe and InP Transistor Roadmaps	35
Figure RFAMS7	PA Performance comparing CMOS, with InP and GaN HEMT Transistor Roadmaps	36

LIST OF TABLES

Table RFAMS1	CMOS Technology Requirements	15
Table RFAMS2	RF and Analog Mixed-Signal Bipolar Technology Requirements.....	17
Table RFAMS3	Compound Semiconductor FET and Bipolar Transistors	21
Table RFAMS4	On-Chip Passives Technology Requirements	21
Table RFAMS5	High-voltage MOS Technologies	25

[Link to 2009 ITRS Wireless Table file](#)

【訳者注:英語版で設けられていたテーブルへのリンクは削除した】

情報通信のための無線周波帯およびアナログ・ミックスドシグナル技術

1. 概要

急速に多様化する半導体市場において、無線周波帯およびアナログ・ミックスドシグナル(以下、RF and AMS (Radio Frequency and Analog/Mixed-Signal))技術は、重要かつ必要不可欠といえるものである。そこには、これまで、この章がみてきた無線通信市場より、はるかに多くの適用製品が含まれている。システムドライバーの章では、我々が必須の技術要素と考えているいくつかの回路技術について議論している。また、ここでは、無線および有線通信について触れられているが、この RF and AMS の章では、パワーマネージメントや画像表示ドライバーのような、低周波数帯のアナログ適用製品に対する要求についても考察している。

ここで示す技術は、多くの材料系に依存しており、そこには SiGe のように CMOS プロセスと互換性を持つものから、周期表の III-V 族に属する化合物半導体のように、伝統的に CMOS プロセスとの互換性のないものまで含まれている。今日の emerging research device、とりわけ、この 2011 年版 ITRS の別のところで取り扱われている More than Moore(MtM)技術の考えに基づき、これらのデバイスが市場展開されるようになると、化合物半導体は、ますます重要となるだろう。

この 2011 年版 ITRS の RF and AMS の章の目的は、以下のようなものである。

1. 図 RFAMS1 に示した代表的適用製品の要求を満たすための RF and AMS 技術の課題を示すこと。適用周波数帯 0GHz から 0.4GHz、0.4GHz から 30GHz そして 30GHz から 300GHz において、一般的には、異なる技術要求がでてきており、この章では、それを反映させている。将来的には、300GHz を越える適用製品が市場で台頭してきたら、それらについても触れるようになるだろう。
2. Si-CMOS、BiCMOS(bipolar+CMOS)、SiGe-HBT(heterojunction bipolar transistors)と、III-V 族化合物半導体デバイス、高電圧 MOS、および、受動素子技術で、その適用製品の必要の応じた課題と要求について示すこと。

この 2011 年 RF and AMS の章では、RF and AMS 回路で使われる基本技術要素(トランジスタおよび受動素子)について、課題、技術要求、解決策候補を示す。CMOS、bipolar、III-V、受動素子、高電圧 MOS の 5 つの技術的に基礎となるセクションを含んでいる。

Analog - Carrier Frequency Bands			
LF Analog (0.0 GHz-0.4 GHz)	RF (0.4 GHz-30 GHz)	Millimeter-Wave (30 GHz-300 GHz)	THz (> 300 GHz)
Example applications			
Automotive controls	Cellular	60 GHz point-to-point	No products yet
On-chip regulators	WLAN	Imaging	
Power management	SerDes	Automotive radar	
	ADC, DAC	Wireless backhaul	

Figure RFAMS1 *Analog and Carrier Frequency Bands and Example Applications considered in formulating this Roadmap*

1.1. CMOS

これまで、CMOS セクションでの適用製品の牽引役は 0.4GHz から 30GHz 周波数帯の携帯トランシーバや、30GHz から 300GHz 周波数帯の様々な商業ベースの適用製品であった。さらに、今年、ITRS はミックスドシグナルのアナログ適用製品に使われる CMOS までカバーするように、更なる努力をしてくれている。そのため、通常 RF 適用製品では使われないアナログ回路での、CMOS デバイスパラメータの影響について考察している。DC から高周波のワイドバンドアンプは、バンド幅が数 GHz あるいはそれ以上に達する有線レシーバで見られる代表的な構成要素である。CMOS フォトニクスを用いた光通信において、データ速度は既に 10GHz を越え、40GHz を越えようとしている。さらには、100GHz に達するのも、そう遠くない将来にとと思われる。ワイドバンドのトランスインピーダンスアンプ(TIA: trans-impedance amplifiers)が、フォトダイオードの出力を、CMOS のデジタル信号処理に適した電圧レベルに変換するのに、しばしば使われている。

このセクションの基準となる技術は、Process Integration, Devices, and Structure (PIDS)の章の、CMOS デバイスであり、マイクロ波の適用製品では低待機電力版(LSTP)ロードマップを、また、ミリ波適用製品では高性能版(HP)ロードマップを利用している。LSTP 版のロードマップを、携帯マイクロ波適用製品の基準として選んだ理由は、携帯機器応用では、HP CMOS で実現できるものより、低い待機電力と、高いバイアス電圧が要求されるためである。ミリ波適用製品については、より高いデバイス性能から、HP 版ロードマップを選んだ。RF and AMS のロードマップのデバイスは、PIDS ロードマップと同一のものを仮定している。しかし、主要なアナログパラメータが実現できない場合には、適正化する必要性がでてくるかもしれない。以前の RF and AMS ロードマップとは異なり、今日では、これらのデバイスは、PIDS ロードマップと同時に量産に移行してい

る。これは、デジタルが主体のチップに、適用製品の求める RF and AMS 機能を持たせる、System-on-a-Chip(SoC)の概念を反映したものである。高周波モデルや、RF and AMS の設計を助ける他のツールの品質は、量産後始めの数年で改善されるだろう。ロードマップでは、LSTP や HP デバイスに倣い、高性能 RF/アナログデバイスのモデル化を取り扱う。こうしたデバイスは、トランシーバの回路(周波数シンセサイザ、周波数変換器そしてアンプ)のなかで使われている。アナログ特有の適用製品を支えるには、スケールアップされた MOS では実現できないデバイス特性が求められる。RF 信号をオフチップでドライブするには、より高い電圧のデバイスも求められる。こうしたデバイスには、アナログ高精度 MOS デバイスのスケールアップや、高 S/N 比、低信号歪を達成するため、比較的高い電圧への適応性が求められている。こうしたデバイスは、高電圧の I/O ポートとのインターフェースのため、CMOS 技術に通常準備されている。こうしたデバイスの性能は、以前の ITRS RF and AMS の章の技術的な要求に示されている。さらに、多くのファウンダリーも、その提供する CMOS のなかに、アナログ フレンドリーな FET のオプションを用意している。デジタル FET が、halo インプラのため、ゲート長を大きくしても、DC 電圧利得は実効的に飽和し、一定の値になるのに対して、こうしたデバイスでは、ゲート長を伸ばすことで大きくすることができる。[1]

1.2. シリコンバイポーラおよび BiCMOS

1.2.1 ロードマップのカバーするデバイスおよびその適用製品

このロードマップでカバーするバイポーラトランジスタは、Si/SiGe のヘテロ接合バイポーラトランジスタ(HBTs)である。今日用いられている全ての Si/SiGe HBT を取り扱うのではなく、RF/AMS 適用製品のために性能向上が図られているものに焦点をあてる。0.4GHz から 5GHz 帯の無線トランシーバの適用製品は、バイポーラおよび BiCMOS 技術にとって、依然として最大の市場をもっている。しかし、こうした適用製品は、現在、RFCMOS 技術へと移行しつつある。高電圧 NPN および PNP バイポーラトランジスタは現在使用されており、5GHz 以下で動作する適用製品の研究トピックスになっている。これらは、例えば、セルラー、WLAN のパワーアンプ(PA)、オペアンプ等々である。こうした開発は、特定の適用製品に縛られているため、バイポーラトランジスタの性能そのものは、最早、重要なドライバーではなくなってきた。例えば、セルラーや WiFi のパワーアンプの性能やコストは、集積するときの選択(受動素子、パッケージ等々)によって決まってきた。こうしたデバイスのロードマッピングを実施するのが難しいのは、デバイスと製品性能の関係が明確になっていないためである。この理由から、パワーアンプ用 NPN トランジスタは、この章から除外することとした。そのため、このセクションの範囲は、依然としてデバイスが想定される適用製品のドライバーとなっている高速 NPN(HS-NPN)と、高速 PNP(HS-PNP)に対して、その要求を示すものとした。こうしたデバイスの研究は、同時に、高電圧 NPN や PNP デバイスにおいても役立つものである。

HS-NPN デバイスの性能向上は、ミリ波製品の要求によって牽引されている。これらには、無線(~60GHz WLAN)や、有線通信(40Gb/s、100Gb/s Ethernet およびそれ以上)、車載レーダー(~77GHz)、そして~170GHz までの産業、医療、安全、航空宇宙、電波天文学、およびその他の技術分野で生まれてきている適用製品が含まれている。[2,3] Si/SiGe HBT の性能拡大の目標には 2 種類がある。最初は、ロードマップの終焉までに、300GHz までの周波数(これは、 $\sim f_{MAX}/3$ に相当)での動作を考えたシステムのロバスト設計を可能にすることである。第 2 は、すでにある適用製品のため、低周波数で回路動作する際の性能(利得、雑音指数、消費電力など)を向上させること。これらは、既に現在のバイポーラや BiCMOS 技術でも言及され、目標とされてきたものである。

HS-PNP のロードマップは、相補型バイポーラや BiCMOS 技術(C-BiCMOS)によって牽引されてきた。相補型バイポーラ回路は、休止状態での低消費電力や、しばしば DC を含んだ広い周波数帯に渉る高い線形

性から、(オペ)アンプとして魅力的である。代表的な適用製品には、アナログ・デジタル変換器、高速オペアンプ、そして、ビデオやハードディスクの R/W ヘッドのケーブルドライバなどである。[4] これらの回路では、性能をマッチさせた NPN と PNP トランジスタを提供する相補技術から、多大な恩恵を受けている。PNP トランジスタ開発は、NPN に比べかなり遅れているため、性能向上は、PNP トランジスタによって決められる傾向になっている。しかし、PNP デバイス技術は、この 10 年間に、SOI 技術が入手できるようになってきたことと、SiGe PNP デバイスによって、目に見える進歩が成されてきた。HS-PNP ロードマップは、上述した適用製品の要求仕様の伸びについて言及するため、これらの改善の延長上に目標を設定するように努めた。

1.2.2 BIPOLAR/BICMOS 技術の特異性

バイポーラのロードマップで示した年は、量産開始年ではなく、プロトタイプが始まった年である。BiCMOS 技術の寿命(大きな生産量が続く期間と定義するならば)は、CMOS に比べ遥かに長く(~10 年)なっている。なぜなら、対応する適用製品において、デバイスの単純な(クリティカルな大きさの)スケールアップすることで得られる利点が少ないためである。結果として、BiCMOS 技術は、各々の CMOS ノードに対応することができるわけではない。これらの理由から、ここに示すロードマップは、バイポーラの性能を、どこか特定の CMOS ノードと結びつけるものではない。用いる CMOS ノードは、会社特有の事情や、バイポーラ性能要求、ゲート密度要求、プロセス集積上の互換性、開発時間やコストといった多くの要素から決められている。それでも、年毎のロードマップは、より高い動作周波数帯の適用製品に向けて、バイポーラ性能が継続的に向上し続けることを示している。

今日、最も進んだ HS-NPN を用いた BiCMOS 技術では、180nm から 130nm CMOS を用いている。これは、最新の CMOS 技術と、BiCMOS 技術の間に、4 から 5 世代の技術ノードのギャップがあることを示している。これは、製品牽引役の要求に、高密度なデジタル機能が入っていないこと、また、枯れた CMOS ノードの集積によるコスト上の利点、そして、こうした CMOS ノードで優れた HS-NPN 性能を達成できることによるものと考えられる。来たるべき年には、90nm から 45nm BiCMOS が、ピュア CMOS 技術では実現できないミリ波 SOC 適用製品のため、出てくるものと考えられる。C-BiCMOS を含む HV-BiCMOS 技術は、今日 350-180nm の CMOS ノードを用いている HS-BiCMOS 技術に比べ、いつも遅れたものになっている。これらの適用製品では、通常ゲート密度を高くすることへの要求はなく、コストが最も重要な項目となっている。

1.3. III-V 族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)]

これまでの版の RFAMS の章では、III-V 族化合物半導体デバイスは、2 つの異なるセクションで取り扱われていた。それぞれ適用製品と結びつけて、パワーアンプ(0.4-10GHz)と、ミリ波(10-100GHz)において、シリコンベースのデバイスと一緒にテーブル化されてきた。2011 年版では、III-V 族デバイスは、0.4GHz-300GHz の周波数帯をカバーする単独グループとして取り扱っている。我々は、上限周波数を、伝統的なミリ波の周波数帯(30-300GHz)にあわせ、300GHz に引き上げた。RF、マイクロ波、ミリ波そしてミックスドシグナル適用製品にとって、要求性能がシリコンで満たされるならば、シリコンを用いることになるだろう。なぜなら、第一に、コストと集積密度の点からである。そのため、III-V 族デバイスを継続して開発してゆく牽引役となるのは、シリコンベースのデバイスで達成できる性能に比べ、より高い周波数、より広いバンド幅、より高いパワー、より高い利得、より高いダイナミックレンジ、より高い効率、より低い雑音特性などの要求がある適用製品になる。III-V 族デバイスは、ニッチ或いはシリコンでは対応できない性能が牽引する適用製品において、使われ続けるだろう。さらに、III-V デバイスと Si CMOS をシリコン基板上に集積するヘテロ集積技術が、近年進歩してきたことで、優れた性能の III-V 族デバイスと、Si CMOS の高集積密度の利点を生かした RF とミックスドシグナル回路の集積が実現できるようになるかもしれない。

1.3.1 マイクロ波ドライバー

無線通信でネットワークを形成するには移動体と固定両方の送受信機が必要である。一般の人々にとってなじみの無線機器は、携帯電話や無線 PDA のような携帯機器である。III-V 族デバイスは、次のサービスに対応することが求められる。端末のパワーアンプ(PA)モジュール中の III-V 族 HBT、また基地局のパワーアンプ向けの高電圧素子として、GaN FET や HEMT である。これら 2 つのデバイスのカギとなる牽引力は、部品の集積性とコストである。

携帯用適用製品においてパワーアンプモジュールは、Si パワーマネージメントチップ、RF マッチングネットワーク、RF スイッチ、そしてアンテナに 1-4W の RF パワーを供給するパワーアンプチップから構成されたマルチチップである。シリコン技術が、典型的には、パワーコントロール回路やスイッチ機能に使われるのに対して、GaAs HBT は、典型的にはパワーアンプチップに使われている。トレンドは、幾つかの部品・機能を同じ半導体チップ上で結びつける方向にある。例えば、パワーアンプコントローラーの機能は、スイッチ機能と一体化されたり、パワーアンプコントローラーがパワーアンプと集積されるようになるかもしれない。これは、いくつかのリニアパワーアンプが、厳しい電流消費と出力パワーの要求を満たすため、CMOS がアシストする電源回路を含むようになっても状況はかわらない。幾つかの異なるパワーアンプモジュールの機能を単一のチップにまとめることは、部品点数を減らし、ワイヤボンディングの複雑さを回避し、これによって、より安いコストでモジュールを作ることができるようになるだろう。こうした技術を結びつける方向は、パワーアンプモジュールが、近々、より多くの周波数および変換方式に対応することが求められるようになると、ますます広く用いられるようになるだろう。それぞれの機能に対して、どの技術を用いるかの選択は、RF 特性仕様、チップサイズ、適用性、そして最も重要な総合的な製品コストからなされる。

複数の携帯機器をつなぎ、情報網を形成するセルラー基地局にもパワーアンプが使われている。携帯端末と比べて基地局の送信器は、必要なエリアをカバーするために 300W にもなる相当大きな高周波出力を得ることが必要である。一つの基地局は、そのエリア内全ての携帯電話の通信容量に対応するために、複数台の 300W 級電力増幅器を有することもある。動作周波数帯は 400MHz から 3.5GHz の間である。基地局送受信機の心臓部は、データ信号を所望の出力まで増幅する最終段の RF 用半導体パワーデバイスである。高出力を得るためにいくつかの半導体素子を並列に接続することがよく行われている。400MHz から 3.5GHz 帯の携帯電話用には、Si-LDMOS が低コストで性能が良く、技術的にも成熟しているために現在第一に選択される技術である。窒化ガリウム GaN は次世代のデバイス技術候補として少なからぬ関心を集め続けている。GaN は Si-LDMOS の 4~5 倍の電力密度が可能である。このように非常に大きな電力密度は、GaN がより高い降伏電圧と電流密度を持っているためで、パワーアンプの設計に大きな利点をもたらす。同じ電力に対して、GaN HEMT の容量が非常に小さいため、効率を下げることなく、直接的にバンド幅を広げることができるようになる。これは、次の 4G/LTE+システムのカギになるものと考えられる。他の GaN-on-SiC を基地局に用いる理由として以下を挙げることができる。

RRH(Remote Radio Heads)において

- －高効率
 - ・電力供給の経済性
 - ・熱溜の経済性
- －小型化
- －軽量性と換気性能

LTE/4G+高データレートにおいて

- Si LDMOSFETs で実現できない大きなバンド幅
- 複数周波数や方式の共存
- 現行システムより高いパワー
- 現行システムより高いピーク/平均比(>10dB)
- バンド幅拡大による高効率化

ピコセルおよびフェムトセルにおいて

- GaN HEMT MMIC 構成要素による平均パワー低減(<数 W)

同じような牽引役がマイクロ波のトランシーバでも存在している。例えば、LMDS やレーダーそして軍用の多機能システムのようなポイント間の通信システムである。マイクロ波トランシーバは携帯機器のパワーアンプモジュールのように、標準的にはマルチチップ構成である。レーダーや軍用の多機能システムでは、電子ビームを指向したフェーズドアレイが組み立てられている。制御機能はシリコンで実現されるが、しかし、パワーやローノイズアンプは、標準的には GaAs pHEMT が、また、優れた雑音特性から GaAs MHEMT や InP HEMT がレシーブチェーンには用いられている。最近では、集積化が進み、それほど電力や雑音の制約が厳しくない適用製品では、トランシーバ全てを SiGe BiCMOS で実現するようになってきている。さらに、より大きなパワーを必要とする適用製品では、GaN HEMT が、GaAs pHEMT パワーアンプを置き換え始めている。

Note: テーブルおよび文中で、RF およびマイクロ波周波数の III-V 族デバイスを、あまり詳しく述べていない。これは、RF およびマイクロ波適用製品(<30GHz)が成熟しており、デバイス製品が複数のファウンドリで適用可能であるという事実に基づいたものである。RF およびマイクロ波適用製品に使われるデバイス性能を向上させる主要な牽引役は、デバイス性能やスケールリングではなく、コストや線形性・ダイナミックレンジ・効率、そして集積密度になっている。線形性・ダイナミックレンジ・効率は、回路設計技術に依存するが、コストや集積密度は、製造成熟度の関数である。

1.3.2 ミリ波ドライバー

ここ 10 年ほどで、ミリ波帯に対する商業的関心が着実に高まっている。Si 系技術が支配している、より低い周波数帯と違って、III-V 族デバイスが、ミリ波周波数で異なる特性特長を示し、いくつかの III-V 族材料やデバイスが適用製品市場で競争している。これは、最近のデバイス性能の向上や回路技術の進歩によりシリコンがミリ波適用製品領域でも進出できるようになってきていて、なお、この状況にある。

それぞれの III-V 族技術は、コスト、性能あるいは適用性において、異なるトレードオフを提供している。現在、III-V 族デバイスおよび集積回路は、3 種類の基板、GaAs、InP、SiC が用いられている。

高いレベルの集積が求められる性能重視の適用製品においては、III-V 族とシリコン技術のヘテロ集積が進むことが期待される。こうしたアプローチによって、設計者が、III-V 族の高周波特性の長所と、シリコンの高集積性と処理能力の長所の両面を活かせるようにできるだろう。将来的には、この周波数帯では、他の III-V 族化合物半導体や、ダイヤモンドやグラフェンを含めたカーボンベースの半導体をみることになるかもしれない。

このセクションでは、商業生産されているもの、もしくは、その予定がある III-V 族トランジスタ技術を示した。この分野が急激に拡大していること、また、デジタル集積回路のように、リソグラフィのサイズに性能が縛られていないことから、長期的な予測を行うことを意図的に避けている。III-V 族半導体は、シリコンベースのデ

バスの長期にわたる恩恵は受けていないし、ムーアの法則に従ってもいない。ミリ波周波数帯の市場と製品が開発され、よりいっそう技術牽引役として働くようにになると、将来の ITRS の版では、ミリ波のロードマップが、長期にまで確度をもって設定することができるようになるかもしれない。

このセクションのスコープは、GaAs PHEMT、GaAs MHEMT、InP HEMT、GaN HEMT、および、InP HBT の材料、デバイス技術を基にした、低雑音、パワートランジスタを含むものである。全てのデバイスタイプが、周期表の III-V 族の 3 ないし 4 種類の化合物によるエピ層を用いている。デバイスの特性は、メーカーが特色を持つエピ層の、材料や、厚さや、ドーピングの選択に強く依存しているため、多彩な特質や性能を得ることができる。パワー、効率、耐圧、雑音指数 (NF)、線形性、そして、他の性能パラメータとの間にトレードオフが存在している。これらのトレードオフの一つの結果として、III-V 族の性能にとって、“リソグラフィのロードマップ”は、ただ一つの牽引役というわけではない。もちろん、リソグラフィのサイズを縮小することは、高周波数動作という性能指数、例えば、最大遮断周波数(f_T)や、最大発信周波数(f_{MAX})では効果があることになる。性能トレンドは、リソグラフィの縮小と調和した、望ましいトレードオフの組み合わせと、エピ層の”バンドギャップエンジニアリング”によって、基本的には牽引されることになる。

1.4. オンチップ受動素子

受動素子は、アナログおよび RF システムには不可避の部品で、ネットワークのマッチング、LC タンク回路、アッテネータ、フィルター、デカップリング容量、負荷、そして、より最近では、チップ上アンテナや、アンテナ反射器に使われている。受動素子は、伝送線路、導波管、アンテナなどの含まれる分布定数素子と、インダクタ、変圧器、線形容容量および可変容量 (バラクター)、抵抗器などが含まれる集中定数素子に、大きくは分類される。分布回路は、信号がその回路に沿って伝搬する際の位相変化によって、取り扱われる。動作周波数が、マイクロ波からミリ波に移ると、分布定数素子が、大きな Q-factor を持っているため、より頻繁に使われることになる。一方、集中定数素子は、波長の点では、代表的には $\lambda/20$ のため、それほど重要ではなく、位相の効果は無視できるだろう。これらは、代表的には RF (GHz) 以下の周波数で使われるが、物理的な大きさが小さくなると、マイクロ波やミリ波の周波数帯でも使われる。このセクションのスコープは、一義的には、SoC として使われる以下の集中定数受動素子である。

- 1) 線形容容量
- 2) 抵抗器
- 3) インダクタ
- 4) バラクタ

オンチップの集中定数受動素子は、低周波数 (LF) アナログ (DC から 0.4GHz)、および、無線周波数帯 (RF) (0.4GHz から 30GHz) で、広く使われてきた。しかし、これらは、時々、ミリ波やより高い周波数でも同様に使われている。そのため、ミリ波の領域である 30GHz から 300GHz のより高い周波数帯で受動素子が使われる場合についても議論している。

低周波数のアナログおよびミックスドシグナル適用製品では、均一で安定した線形容容量素子や抵抗器が求められるため、ロードマップでは、主要パラメータとして、電圧や温度係数について述べている。RF やマイクロ波適用製品 (0.4GHz から 30GHz) では、インダクタや容量 (L/C) 素子のエネルギー保存のため、高 Q-factor がさらに求められることになる。オンチップで集積される L/C 受動素子の Q-factor の限界は、主に、直列接続された抵抗損失や並列接続された寄生容量によって決められる。これらの損失や寄生成分は、シリコン基板や、配線プロセスやビア、そして金属の詰め込みや引き回しなどのプロセス特性に、ますます影響されるようになる。さらなる配線との相互依存については、このセクションの 30GHz から 300GHz の最も高い周

波数帯で顕著になる。この最も高い周波数帯では、分布定数受動素子、例えば伝送線路のようなものが使われている。伝送線路の性能指数は、単位長さや単位面積当たりの損失であり、主に、基本的な配線の R-L-C 特性によって決まっている。

ITRS のアッセンブリとパッケージングおよび配線の章では、オフチップの受動素子について触れている。このセクションでは、もっぱらオンチップの受動素子に専念している。

1.5. 高電圧 MOS

高電圧(HV)MOS デバイスは、ゲートソース間耐圧に対して、非常に大きなドレインソース間耐圧が得られるように設計された MOS トランジスタと定義される。HVMOS セクションの適用製品ドライバーは、携帯機器である。特に、我々は、パワーマネジメントや画像表示ドライバーに使われる NMOS および PMOS トランジスタを取り扱うこととした。もちろん、これは、限られた高電圧 MOS の適用製品であるが、これから拡大してゆく RF and AMS の章の新たな技術のセクションを産み出すことになるかもしれない。主要なそれぞれのデバイスの FOM は、耐圧である。これは、ドレインソース間で許容される最大電圧であり、適用製品の要求によるものでもある。ゲートソース電圧はゲート酸化膜厚により決まる。我々は、これらのデバイスがデジタル CMOS のゲート酸化膜や、CMOS が提供する IO FET に連動したものと考え、そのため、ゲートソース電圧は 3.3V 以下になるものと仮定した。その他の重要な FOM は、オン状態でのトランジスタを介した電圧降下の下限を示すオン抵抗(R_{on})である。我々は、HVMOS が集積されるデジタル CMOS のリソグラフィノードについても配慮した。他の FOM については、技術による違いをみるうえで重要かもしれないが、ロードマップ策定への参加者間でコンセンサスを得ることができなかったため、ここでは、考慮しなかった。これらには、オン状態でのトランジスタの最大動作電圧を決めるエネルギー容量や、HVMOS と一緒に使う受動素子のメニユーの幅などが含まれる。このロードマップのスコープは、将来、興味を持ったメンバーが増えることにより拡大してゆくことになるだろう。

2. 困難な課題

2.1 CMOS

HP 及び LSTP ロードマップに沿ってスケールリング則に基づき、着実に向上しているデジタル性能の結果、RF およびアナログ性能も持続的に向上することは容易に考えられる。しかし実際はそう単純ではなく、デジタル素子のロードマップに基づいて生じる寸法、材料、構造などの変化が RF アナログ素子の挙動を劣化や変化させる。例えば、ハロあるいはポケットと呼ばれるイオン注入が長チャネル素子でもトランジスタの利得を劣化させることは良く知られている。素子寸法が縮小するに伴い、素子間のローカル配線における寄生インピーダンスの律速要因となる新たなメカニズムが現れるため、物理設計での新たなトレードオフの最適化が必要になる。

ゲート抵抗はデジタル回路性能を考える際には通常無視されるが、FET の最小ノイズファクター (F_{min}) の式を考慮した RF の FOM の重要な制約要因となる。FET の最小ノイズファクターの式[5]から

$$\text{RFAMS-EQ (2.1.1)} \quad F_{MIN} \approx 1 + \frac{2f}{f_{Teff}} \sqrt{k_1 \sqrt{g_m (R_g + R_s) + 1}}$$

また、最大発信周波数の式[6]から

$$\text{RFAMS-EQ (2.1.2)} \quad f_{MAX} \approx \frac{f_T}{2\sqrt{(R_i + R_s + R_g)g_o + 2\pi f_T R_g C_{gd}}}$$

ここで使用した変数の定義は次の通り;

R_i は真性チャネル抵抗、 R_s は直列抵抗、 R_g はゲート抵抗、 g_o は出力コンダクタンス、 g_m はトランスコンダクタンス、 C_{gs} はゲートソース間容量、 C_{gd} はゲートドレイン間容量である。ゲート抵抗が高いと f_{MAX} は低化し、 f_{MIN} は増加する。実際のデバイスでは、ゲート抵抗は各素子の詳細なデバイス形状に依存する。たとえば、以下の図のように、ゲートコンタクトが両側から取られ、ゲートが平面的なシート抵抗 R_{SH} の材料を重ねた構造の場合、ゲート抵抗を最小にする最適なチャネル幅を以下のように求めることができる。

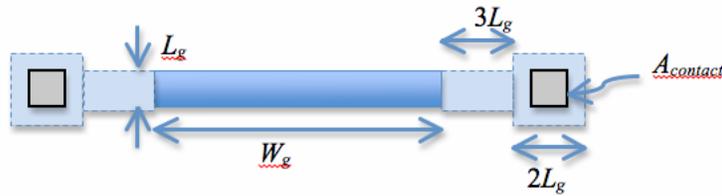


Figure RFAMS2 An Illustration of the Physical Layout of One Gate Finger of a MOSFET

ゲート抵抗はコンタクト抵抗 (図では 2 つが両側に有る)、2) コンタクトとアクティブなゲートをつなぐ平面の抵抗、および 3) アクティブなゲート抵抗の 3 つの要素の和でモデル化できる。

$$\text{RFAMS-EQ (2.1.3)} \quad R_{GATE} = R_{CONT} + R_{LINK} + R_{ACTIVE}$$

コンタクトの寄与は、コンタクト面積で割ったビア抵抗と与えられる。これに 2 つのコンタクトとアクティブゲートの繋ぎ部分の平面部分の抵抗が加わる。平面部分のアクティブデバイスへの寄与は両側からコンタクトを取った場合の通常の分布抵抗の式で与えられる。(7)ここでは、繋ぎ領域が 3 つのゲート長を持つと考え

$$\text{RFAMS-EQ (2.1.4)} \quad R_G = \frac{\rho_{via}}{2A_{contact}} + \frac{3}{2}R_{SH} + \frac{R_{SH}W_g}{12L_g}$$

最適なチャネル幅は、実際のレイアウトでの寄生容量やトランジスタ抵抗を考慮し、FOM の最大化を図りながら通常経験的に見出されている。例えば、 f_{MIN} で $(R_s + R_g)$ を考えることにより最小ゲート幅を求めることができる。

$$\text{RFAMS-EQ (2.1.5)} \quad W_{g,opt.} = \sqrt{\frac{12L_g R_s'}{R_{SH}}}$$

ここで R_s は $\Omega\text{-m}$ で表されるソース抵抗。技術要求での性能指標 (FOM) を予測するために、ゲート長に比例したスケーリングをベースとした経験に基づくデバイス幅を使用した。

次に、ゲートドレインやゲートソースの容量を考慮して、 f_{MAX} やカットオフ周波数を求めると

$$\text{RFAMS-EQ (2.1.6)} \quad \frac{1}{2\pi f_T} = \frac{C_{gs} + C_{gd}}{g_m} + C_{gd}(R_s + R_d) + (C_{gs} + C_{gd})(R_s + R_d) \frac{g_{out}}{g_m}$$

通常のデバイスモデルでは真性のトランジスタ容量モデルを抽出するか、高周波のモデルの場合、個々のデバイスレイアウトに対応した、1層目と2層目の配線の容量を抽出する。これにより単一モデルで多くの配線を持つデバイスの挙動を示すことが出来るが、配線の寄生インピーダンスを求めて回路シミュレーションに組み込む必要がある。これは配線が各トランジスタを最上層メタルで作られた伝送線路で結んでいるミリ波の設計では課題となる。

HP や LSTP のロードマップにもあるように、複数ゲートないしは完全空乏型 SOI のようなデバイス構造への抜本的な変更が、継続的に性能や集積度を向上させるために必要となるだろう。これらの構造は素子のボディ部へのコンタクトをとれないため、電気特性は従来の CMOS のものと根本的に異なっている。利点となりうるのは高い電圧利得や低いドレイン-ボディ間結合である。しかし、こういう構造上の変更は電源電圧の継続的な低下を伴ってのことになるため、回路設計には大きな課題を投げかけることになるし、既存の設計ライブラリにも大きな変化が必要となる。従って、既存の高精度アナログ/RF 用素子と微細な CMOS 素子を混載して製造するには、それぞれの工程追加が必要となる可能性がある。現在でさえ、システムオンチップ (SoC) を可能とするためには、アナログや高電圧素子を随意に混載できることで可能になるし、そのため、例えコスト増加が伴ったとしても使用される可能性のある素子のメニューを広げることにつながっている。

2.2 シリコンバイポーラおよび Bi CMOS

高速用 NPN 素子 (HS-NPN) にとって第一の課題は、縦方向プロファイルをより積極的に急峻化することで $f_{MAX} > f_T$ 、すなわち低いベース抵抗と低いコレクタ容量 (C_{BC}) を確保したまま、ユニティ電流利得のカットオフ周波数 f_T を向上することである。

$R_B \times C_{BC}$ のトレードオフ改善する為に新たなセルフアライン技術と合わせて多くの新しいデバイスアーキテクチャが提案されている。これらのアーキテクチャによる解決方法が製造的なロバスト性を持つためには継続的な開発と評価が必要である。更に最高周波数で使用するアプリケーションにおけるデジタル系への要求が年と共に増大する中で、BiCMOS がこれらの構造とコンパチビリティを持つことを示す必要がある。バイポーラデバイスが直面する2つ目の大きな課題は、III-V 族を含めてピークの f_T での動作電流低減の為にエミッタの縮小である。

コレクタ厚の縮小とコレクタ不純物の高濃度化に伴い、電流密度 (JC) ピーク f_T 、電流密度 (JC) は $30 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ まで高くなる。これによってベースコレクタ接合のスイッチング速度 (C_{CB}/I_C) は向上するが、電流への対応は配線と自己発熱の見地から大きな課題になっている。全体の電流や消費電力を削減する1つの方法はエミッタ幅の縮小である。これは電流エミッターの幅が $0.13 \mu\text{m}$ 程度であればリソグラフィ的には大きな課題では無いがエミッタ抵抗が障害となる。エミッター抵抗の主要部分はビアのサリサイドポリとベース接合領域エミッターポリとの境界面の抵抗であり、これはエミッターサイズに反比例する。

HS-NPN と同様、HS-PNP の主要課題も縦方向プロファイルの積極的な急峻化による f_T の向上である。電子と正孔本来の少数キャリア移動度の差に加えて、SiGe PNP での縦方向プロファイルの急峻化は寄生の障壁出現を避けるための価電子帯不連続制御が必要のために更に NPN より難しい。

HS-PNP のもう一つの課題は HS-NPN や CMOS との混載の困難さである。これを混載するは常に HS-PNP の製造に対して制約を与える。

2.3 III-V 族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)]

III-V 化合物半導体技術はシリコン技術と多くの共通点を持つが、明確に違う点も多い。III-V 族特有の課題には歩留まり(生産性)、基板サイズ、熱処理、集積度、誘電体装荷、高電界での信頼性等がある。これらの課題として、特に通信分野で使用するパワーアンプ等でシリコンベースの回路を使ったときに効率やリニアリティ/ダイナミックレンジの改善の必要性も上げられる。

シリコンベースの半導体技術と異なり、III-V 族のマイクロ波やミリ波回路は通常、半絶縁性基板上に作られる。通常良く用いられている直径 150mm の GaAs の半絶縁性基板は、デファクト標準になりつつある。

しかし、100mm で製造を行っているファンドリーもまだ多い。基板の大口径化への動きは生産規模とチップコストの経済性のみではなく、装置の利用が可能か否かによっても変わる。ウェファーサイズで見ると GaAs はシリコンより 2 世代遅れており、インジウムリンや SiC では更に 1 世代遅れている。III-V 族を手がける企業が製造装置の点でメリットを得るためには、基板サイズがシリコンの進歩に追従する事が重要となる。現在、GaN の半絶縁性基板の製造元は無い。殆どの GaN デバイスの結晶成長は SiC をホスト基板として行われており、いくつかのメーカーが GaN のエピタキシャル膜を顧客の仕様に合わせて SiC 上に載せる形で供給している。高抵抗 SiC 基板のデバイス品質は、現在直径 100mm ではいくつかの製造元から入手可能であり、業界の要求に基づいて 150mm 化する計画である。最近、シリコン上の GaN の結晶成長や 200mm ウェファー上の GaN のデバイス品質の著しい進歩が実証された。しかしこの開発は高抵抗基板を必要としない、MHz レベルで動作する電力コンバータ/電力コンディショナー回路の市場によってドライブされたものである。GaN のシリコン上の結晶成長は GaN アンプのシリコンの CMOS コントロール回路とヘテロ接合と同様にシリコンファンドリーによる GaN 回路の製造の可能性を開くものである。

パワーアンプはIII-V族の最大の用途である。アンプの効率改善は民生用(携帯端末や基地局)、軍事用(レーダーなど)、ミリ波などすべての応用分野でのパワーアンプでIII-V族での主要課題である。これは、Doherty 方式、ドレイン変調、クラス D、F、S などの高効率のクラス動作など、より高効率のアンプ方式を用いることによって基本的に対応出来る。これらの高効率方式では常にリニアリティに対する厳しい性能要求を満たさねばならず、基本的にシステムコストを増やすことが出来ない。デバイスの非線形性を補正するため、入力信号にデジタル系で逆歪みを持たせた適応的なデジタルプレディストーションデザイン(DPD)もリニアリティの要求を満たすのに役立つだろう。適応的な PDP 動作は時間に伴う熱の問題やデバイス性能の変動の問題も軽減する。例えば、基地局向けでは GaN は LDMOS に対して、あるクラスの高効率方式では有利になる。

現在、これらの線形化技術はマルチチップ実装で実現されている。更に高密度の混載や CMOS とIII-V 族のヘテロインテグレーションは小型、高性能、低コストの解決策になるだろう。

高効率方式の採用により、互換性と更なる効率向上をもたらすデバイス設計の機会を得ることになる。例えば Doherty 方式に親和性のあるデバイスでは負荷変動に伴うピーク電力を犠牲にしないで効率を改善する最適な設計のためのピーク電力とピーク効率のインピーダンスを持つ。デバイス開発をドライブする性能指標はパワーアンプの機能である。これらの性能指標の改善は個別のパワーアンプ方式の為にデバイス設計を目指して行われる事になるかもしれない。すなわち、Doherty 方式のアンプで使用する為に設計されたデバイスは入力信号の Envelope Tracking 方式では、性能が出ないかもしれない。こういった性能指標の理解によりデバイス製造業者は PA の更なる効率向上を図ることが可能となる。

通信やレーダー用途のパワーアンプデバイスやモジュールの直面するもう一つの大きな課題は、一方で低コストで厳しいリニアリティの要求を満たしながら動作周波数や変調方式の面で機能拡大が必要である点である。たとえば、消費者は携帯機器のコストを大きく上げずに機能が增える事を期待するが、このような相反する要求を満たすことは将来のパワーアンプモジュール開発での最大の課題となる。技術の選択に影響を与える最近の顧客要求の顧客要求を記す

CDMA (code division multiple access)、PCS (personal communications services)、WCDMA (wideband CDMA) などのような通信規格向けに用いられる線形パワーアンプでは、中電力(16dBm)効率が益々重要となってきている。現在の2つのよく知られた解決策が有り、1つは新しいプロセス開発を行わずバランスをとった設計で対応することであり、もう1つはパワーアンプの1段あるいは全段をバイパスするオンチップ SW を用いることである。このオンチップ SW によって、同一チップ上に RF の FET と HBT を集積することが可能になる。さらに近年では、複数の出力点で効率がとれるように集積化が拡張されつつあるが、バイアス制御やスイッチング動作がより一層複雑になる。

他の主要な課題としては、ロード(負荷)に対する感度が上げられる。電話機メーカーはパワーアンプベンダーに、パワーアンプモジュールにおけるパワーアンプから見たロードに対する感度が低いことを求めている。以前では、アイソレータをはずした際に、パワーアンプがある電圧定在波比(voltage standing wave ratio: VSWR)に耐えることが出来れば良かったが、現在では同じ VSWR 条件で雑音指数、線形性、電力負荷効率(PAE)などの性能を満たすことも求められる。これに対する対応は多様化し、用いる技術に様々な要求を突きつけることになるであろう。

パワーアンプユーザーからはバイアス回路を洗練させてゆくことが求められている。例えば、1)ピンやモード制御を可能にすること、2)温度特性補償、3)自動バイアス制御(パワーアンプが電力を検知してその値によってバイアスを調整する)、4)参照電圧を必要としない、などである。上記の3)に対しては、パワーアンプモジュールにパワーディテクタや

カプラを搭載する必要が生じるであろう。また、4)に対して、NPN 型トランジスタのみの構成では困難である。一般的にこれらの要求に応えるためには、高性能アナログ FET との BiFET 集積化が望まれる。これは継続的に強く要望されていることであり、GaAs HBT に対して RF 性能は劣るものの、BiCMOS は有望な置き換え候補となる。

GSM 方式においては通常、EDGE (enhanced data rates for global system for mobile evolution)規格の PA も GSM 規格の PA と共に集積される。従って、線形パワーアンプと飽和パワーアンプの統合が進み、パワーアンプ設計者は線形動作も用意しなくてはならなくなるであろう。将来的には、上述の GSM-EDGE パワーアンプのみならず、LTE (long term evolution)や WCDMA の HSPA (high speed packet access)も含めたモジュールとなる可能性がある。これには、仕様を満たしつつ必要な増幅器の数を最小にするために、より多くのスイッチング機能や組込みの可変ロードが必要となるであろう。LTE は UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)の発展形であり、3GPP (3rd Generation Partnership Project) Release 8 として標準化作業が進められている。3GPP Release 8 は第4世代携帯電話(4G)移行を見据えて 4G 技術が多く盛り込まれている。

バッテリー技術の変遷はすべての携帯用パワーアンプにとって重要なものである。耐用年数を経過したときのバッテリー電圧値は近年のうちに下がると予想され、パワーアンプベンダーにとって大きな設計・技術課題となる。このことは、システムレベルでどのようなことが起こり得るかを示唆している。パワーアンプはいまだ4から5Vの充電器に対応する必要があるが、動作は2.4Vのような低い電圧である。従って、パワーアンプの動作範囲は増加する傾向にある。もし必要な出力電力が変わらないのであれば、なんらかの形の負荷線切り替えが必要となる。電話機メーカーかパワーアンプサプライヤによってもたらされるかはともかく、このことは技術の選択に影響するであろう。また、パワーアンプに用いられるトランジスタにはより高い電流密度で動作することが求められるであろうし、これはまた、どの技術が使用できるかを制限するだろう。

低コスト要求が激しいことやパワーアンプがSIP (system-in-a-package)を採用する傾向は、技術傾向の予測を難しくしている。

GaN FET を基地局用アプリケーションに使用する課題はシリコン技術に対して著しい優位性があるにもかかわらず、製品価格への絶え間ない要求を受けていることである。新たなインフラでのアプリケーションで

GaAs やシリコン技術による携帯端末によって生産規模が今後数年で数 100 万トランジスタを超えれば、必然的に劇的なコスト低減曲線が実現するだろう。

その他のIII-V族デバイスの課題を以下に示す。

1. 特に電力応用でのスケールされたデバイスの信頼性、
2. ミリ波マイクロストリップ回路において、低インダクタンスでグラウンド(接地)をとるための基板ビアを形成する有効な製造技術
3. GaNのような高電力密度デバイスに対して、ウェハ薄膜化や局部冷却を含む放熱技術
4. パワーデバイス向けの高いブレイクダウン電圧やキャパシタや薄膜抵抗のような関連する受動素子
5. ミックスドシグナルや E/D (enhancement/depletion)モードデバイス向けの酸化保護膜や絶縁材料
6. リーク電流の低減や故障メカニズムの理解。特に、圧電性をもつ GaN 材料に対して。
7. 多層膜/配線の誘電体装荷による FET への影響解明や低減策を含めたミックスシグナル、パワーアンプ及び多機能トランシーバーモジュール向けの高歩留まりの多層配線技術
8. コストを左右する総合的な歩留まり、均一性の改善

2.4 抵抗、インダクタ、キャパシタ、バラクタなどの受動素子

RF や AMS の回路で必要なオンチップ受動素子の機能を SoC に集積するには大きな課題がある。

受動素子を作るためにはトランジスタ素子や配線を形成するプロセスが用いられるが、良好な受動素子特性を確保するために、しばしば専用マスクとプロセスが必要となる。そのため、能動素子と受動素子を共存させることはプロセスの複雑化と生産管理面での課題をもたらす。

配線容量、素子形成のための膜抵抗、基板抵抗等の寄生インピーダンスや絶縁リークは受動素子の性能を律速する。受動素子の性能に対する寄生インピーダンスの影響は技術要求の節に示す。

CMOS、BiCMOS、III-V および HVMOS など、いかなる半導体技術においても最小のコストでアプリの要求を満たす受動素子を実現することがキーの課題となる。MIM 容量を除けば、オンチップ受動素子は半導体の抵抗やバラクタ、配線層によるインダクタや容量素子など、既に用意されたレイヤーで形成できる。もしデバイスの性能が不十分であれば、追加のマスクやプロセスを使って高性能な受動素子を作る事が必要になる。

配線寸法のスケールリングの影響を直接受ける受動素子を、低コストかつ高性能を両立させる形で提供することが課題である。個々のメタル層、及び層全体の薄膜化は抵抗損失や縦方向の寄生容量の増加を招き、オンチップのインダクタ、トランス、MIM やメタル容量素子のクオリティファクターの制約となる。

2.5 高電圧 MOS

HVMOS 技術の基礎となるリソグラフィーノードを決めることが HVMOS の重要な課題である。

高電圧素子や関連するベース技術には HV のロードマップをデジタル CMOS や RF CMOS の様な形でリソグラフィーの縮小に伴って描く事を困難かつ非現実的とする見方がある。その理由は以下の様にまとめられる。

- 1) リソグラフィーノード縮小に伴い、与えられた V_d や V_{gs} に対するデバイス内の電界は増加する。HV 素子は高電圧 HV 素子設計をサポートするためのものだが、HV 素子設計では素子配線寸法は縮小するが、HV 素子の内部寸法を縮小する事へのリソグラフィーの恩恵が受けられない。

- 2) HV 素子やチップ設計はノイズやミスマッチがキーとなるアナログ設計である。アナログ素子はノイズやミスマッチを改善するために通常大きく、いかなる「縮小」の利点を得るためにも常にこれらのパラメタの改善が要求される。特定の高電圧動作を実現する為の HV 素子内部のサイズは同等になる。
- 3) HV チップの中のデジタル制御部の面積は小さく、その領域がリソグラフィーにより縮小される。

微細なリソグラフィーノードのプロセスのコスト増加に見合うチップサイズ縮小の為には、デジタル部を非常に大規模なものにする必要がある。

結論としては 130nm から 90nm への緩やかな変化は有るが、更に微細なノードへと推移することは考えにくい。それゆえ 2021 年でロードマップを打ち切り、HVMOS 技術が 90nm リソグラフィーノード以降には推移しない事を明示する。

3. 技術要求

最初に、この節で多くの RF や AMS 技術に共通の性能指標 (FOM) の技術要求を述べる。

高周波測定から信頼できる性能指数 (FIGURES OF MERIT: FOM) を抽出することは、デバイス性能水準が向上し抵抗や容量が減少するにつれてより難しくなる。このため、信頼できるデータの下限である 20 fF 以上であるキャパシタンスを得るためには、十分なデバイス面積を持つことが望ましい。測定、寄生成分の分離、パラメーター抽出の手法によっては、高周波の FOM に大きな影響を与えうる。コンパクトモデリングに必要な精度を得るために複雑な手順を用いている企業もあるが、殆どの企業ではデバイスのカットオフ周波数を評

シリコンバイポーラや電界効果トランジスタに対して最も一般的に用いられている手法は、SOLT (SHORT-OPEN-LOAD-THROUGH) や LRRM (LINE-REFLECT-REFLECT-MATCH) といった標準のインピーダンス基準基板 (ISS) のキャリブレーションに加えて、2 つのダミーパターン (OPEN + SHORT) を利用する方法である。これらパターンのレイアウトや詳細な補正手法は各会社間で異なるであろうが、デバイスは METAL 1 や METAL 1 + METAL 2 といった電極へと接続する配線を保持しなくてはならない。このようにすれば通常、ユニティ電流利得 (H21) のカットオフ周波数 f_T に対して非常に再現性のよい結果が得られる。高電圧や P 型デバイスのようなさほど性能が高くないデバイスにおいては、1 つのダミーパターン (OPEN) を用いる手法で十分かもしれない。

ここで述べた校正や寄生成分の分離方法は普通ミリ波や III-V デバイスには使われない。III-V デバイスの測定にはウエファー上のキャリブレーション標準を用いたシングル TRL (thru-reflect-line) キャリブレーションが好ましい。この方法の大きなメリットはパッドや配線の DUT 端との寄生成分がキャリブレーションの段階で自動的に補正される点である。ウエファー上のキャリブレーション標準を用いた TRL は最近いくつかのグループで 100GHz 以上のシリコンデバイスの測定や校正の為に使用されている。[11,12]

ユニティ電力利得最大発振周波数 f_{MAX} は、ある周波数におけるメイソン利得 (U) から得られる。しかしながらこの手法は、U が周波数の関数として 20 dB/dec のロールオフとなるということに依っているため、この FOM の精度に対して議論の余地がある。 f_{MAX} を確認する通常的手法は、広い周波数レンジで $f_{MAX} = \text{freq} \times \sqrt{U}$ をプロットする。これは、広い周波数レンジに渡って一定の定数が得られたら妥当な評価となり、同時に f_{MAX} に対する測定誤差も提供する。

トランジスタの F_{MIN} (最小ノイズフィギュア、 NF_{MIN} , dB 表示) の正確な抽出は f_{MAX} の抽出より一層大きな課題となる。50GHz 以下及び市販の装置が利用可能な W-バンドの希なケースでは、ソースプル法が使用され、

トランジスタのノイズフィギュアは幾つかの慎重に選ばれたソースインピーダンス状態に対して測定される。校正後、最小ノイズフィギュアとトランジスタの IEEE ノイズパラメータが最小二乗法により外挿で求められる。

50GHz 以上では、トランジスタの最小ノイズフィギュアは通常、 50Ω のシグナルソースのインピーダンスでの LNA や受信機の最小のノイズフィギュアから推定される。100GHz 以上での他のアプローチはチップ上にソースプル装置を含めた方法であり、S パラメータまたは Y パラメータ測定からのみ IEEE のノイズパラメータが抽出できる。残念ながらこの非常に簡便な方法は FET には応用できない。[14]

24 GHz, 60 GHz, 94 GHz, 140 GHz または 220 GHz で測定され、補正された S パラメータから得られる他の重要な FOM はコモンエミッターまたはコモンソースステージでの最大有能電力利得 (MAG) である。トランジスタの状態が不安定の場合、最大安定利得 (MSG) を抽出することになる。更に複雑ななどの回路の性能指数は MAG に関連づけられる。

3.1 CMOS

CMOS への技術要求のテーブルは 2009 年のロードマップに比べて大きく変わっている。我々はミリ波やマイクロ波のアプリケーションで PIDS の章にある HP と LSTP 技術をベースとして継続して使用するが 2011 年版では特に PIDS の章の 3 つの異なる技術オプションとなるバルク CMOS、完全空乏型 SOI、及びマルチゲートを反映させ、読者がこれら 3 つの技術のオプションを使用した際の RF やアナログ性能の違いを分かり易くした。更に PIDS の章やフロントエンドプロセス (FEP) 及びインテグレーションの章の中の膜特性やデバイスパラメータを用いて、デバイス構造による寄生インピーダンスに起因する性能限界を示す事を試みた。

これらの変化はロードマップの中の LSTP トランジスタのカットオフ周波数(f_T)にはっきり現れており、PIDS テーブルのデバイスパラメータと密接に関連づけることにより、遠い将来のテーブル値を大きく向上させる結果となった。両方の技術での最大発信周波数(f_{MAX})のロードマップはデバイスパラメータと寄生インピーダンスの影響をより反映することになった。これによって最近の値は低下するが長期的には 2009 年版と同様な増加が見られる。

システムドライバーの章で議論された狭帯域や広帯域のアプリケーションを反映するために例として LSTP 24GHz と HP 60GHz の低周波でのアナログ利得と最大安定利得 (MSG) と最小のノイズフィギュア NF_{MIN} のロードマップを示した。またファンドリがオプションとして提供するアナログに親和性のあるトランジスタでのアナログ利得をテーブル化した。

Table RFAMS1 CMOS Technology Requirements

3.2 シリコンバイポーラおよび BiCMOS

この章ではバイポーラトランジスタに特有の FOM を議論する。実効的なエミッタ幅 W_E は FOM ではなくトランジスタの主要な素子サイズである。HS-PNP のエミッタ幅 W_E とピーク f_T (J_C) でのコレクタ電流密度によりトランジスタの電流が決まるが、これを元にエレクトロニマイグレーションの問題を回避することを考慮せねばならない。2 タイプのバイポーラトランジスタに共通の FoM はユニティ電流利得の周波数のピーク値 f_T 、

最大発信周波数 f_{MAX} 、エミッターコレクタブレークダウン電圧 BV_{CEO} 、及びコレクタベースブレークダウン電圧 BV_{CBO} である。

f_T と f_{MAX} の単純な式は RFAMS-EQ(3.2.1) と RFAMS-EQ(3.2.2) に示されている。ここで τ_{EC} はエミッタコレクタ間の全遅延、 $\tau_T = \tau_E + \tau_{EB} + \tau_B + \tau_{BC}$ は中性領域及び空間電荷領域の通過時間の合計である。

充電時間はトランスコンダクタンス g_m 、エミッタベース間容量 (C_{BE})、ベースコレクタ間容量 (C_{BC})

及びエミッタ抵抗(R_E)、及びコレクタ抵抗(R_C)に依存する。 f_{MAX} は f_T とベース抵抗 R_B 及び C_{BC} に依存する

$$\text{RFAMS-EQ (3.2.1)} \quad f_T \approx \frac{1}{2\pi \cdot \tau_{EC}} \approx \frac{1}{2\pi \left(\tau_F + \frac{(C_{BE} + C_{BC})}{g_m} + (R_E + R_C)C_{BC} \right)}$$

$$\text{RFAMS-EQ (3.2.2)} \quad f_{MAX} \approx \sqrt{\frac{f_T}{8\pi \cdot R_B C_{BC}}} = \frac{1}{4\pi \sqrt{\tau_{EC} \cdot \tau_{BC}^*}}$$

ここで $\tau_{BC}^* = R_B \cdot C_{BC}$.

低周波($1/f$)ノイズと Matching Number は回路の要求が一定として、このテーブルから削除した。 $1/f$ ノイズとコレクタ電流マッチング($\sigma(\Delta I_C/I_C)$)の目標は $1 (\mu V)^2 - (\mu m)^2/Hz$ および $2\% - \mu m$ である。この $1/f$ ノイズ目標を満たすかどうかは問題ではなく、エミッター幅縮小による劣化を予測する。この劣化はロードマップでは示されていないトランジスタ構成に依存する傾向がある。CMOS と異なり、バイポーラトランジスタに対する ITRS の要求は現在の BiCMOS 市場と同様、異なるトランジスタ構成に及ぶものである。

いくつかのターゲットアプリケーションで重要となるパラメータも示されている。その中には最小のイズフィギュア, NF_{MIN} , や最大有能電力利得, MAG など周波数に依存するものがあり、HS-NPN に対して示されている。バイポーラトランジスタ($NF_{min}=10\log(F_{min})$)の最小のイズファクター F_{min} は RFAMS-EQ(3.2.3) に示されている。ここで β は電流利得、 f は周波数、 f_T はカットオフ周波数を示す。前に述べた様に NF_{min} はオンウエファーマまたはオフウエファーマでのソースプル法で測定され、Y パラメータを元に値をすることにより信頼できる大変良好な結果が得られている。

$$F_{min} \approx 1 + \frac{1}{\beta} + \frac{f}{f_T} \sqrt{2g_m(R_E + R_B) \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta f^2} \right) + \frac{f_T^2}{\beta f^2}}$$

新規に導入された他の手法により SLi (真性スルーレート)や f_{LE} (線形有効カットオフ周波数)などキー特性に関わる HS-NPN や HS-PNP のトランジスタ性能をより把握することが出来る。 SLi (真性スルーレート)はコレクタ電流と出力容量の比であり(RFAMS-EQ 3.2.4 参照)、 C_{BC} と C_{CS} (コレクタ-基板間容量)の和で表され、高速 DAC、50Ω の第信号出力ドライバー、レーザーや光の変調ドライバーなどのトランジスタの最大スイッチング速度の指標となる。

個々の CML HBT インバータの遅延 τ は RFAMS-EQ (3.2.5)に示す様に真性スルーレートと関連づけられる。

$$\text{RFAMS-EQ (3.2.4)} \quad SLi = \frac{I_C}{C_{BC} + C_{CS}}$$

$$\text{RFAMS-EQ (3.2.5)} \quad \tau = \frac{\Delta V}{SL_i} + \frac{\Delta V}{V_T} \left[\frac{1}{\omega_T} \left(1 + \frac{R_b}{R_L} \right) + R_b C_\mu \right]$$

ここで $\Delta V = I_T \times R_L$ は CML ロジックの振幅(通常、片側 250-300mV pp)、 I_T はテール電流、 R_L は CML インバータの負荷抵抗、 R_b はベース抵抗、 V_T はサーマルボルテージを示す。

SLi は公表されたデータ(2 から 5um)での回路設計者向けの指標だが、FOM が同じ f_T と f_{MAX} を持つ 2 つのトランジスタでもコレクタ分離やドーピング、デバイス方式等のインテグレーションの選択により異なる場合がある。

線形有効カットオフ周波数 f_{LE} (Hz)は線形性、電力消費、バンド幅のトレードオフのベンチマークとなるもので、出力の 3 次相互変調ひずみ($OIP3$) (P_{DC}) と静的消費電力(P_{DC})の比とバンド幅との積で表される。(RFAMS-EQ (3.2.6) 参照)

バンド幅増大に伴ない $OIP3/P_{DC}$ が低減することが市販のアンプ製品のデータシートの収集より分かる。定性的には周波数増加(バンド幅増加)に伴う有効なループ利得の低化と対応している。

$$\text{RFAMS-EQ (3.2.6)} \quad f_{LE} [\text{Hz}] = \frac{BW \times OIP3}{P_{DC}}$$

バイポーラ素子テーブルの 2011 年の技術要求の変更点は次の通りである。

1. 1/F ノイズや電流整合などの通常のアナログ NPN のパラメタを削除。(スコープ参照)
2. 進行中の f_T/f_{MAX} のトレンドや W_E のスケーリング、以下の様なアプリケーションの要求に伴う HS-NPN のロードマップを更新
 - a. W_E 縮小のスローダウンに伴う f_T と f_{MAX} 向上のペースが小さい事
 - b. すべてのパラメタを整合を取って更新
 - c. 真性スルーレート(SLi)を追加
 - d. 色付けを変更
3. 新しいスコープでのアプリケーションをカバーするため HS-PNP のロードマップの大改訂を行なう。
 - a. ブレークダウン電圧の上昇とそれにとまなう f_T の低化
 - b. エミッター幅縮小ペースの見直し
 - c. 対応する他のパラメタの更新
 - d. コレクタベースブレークダウン電圧(BV_{CBO})の追加
 - e. 線形有効カットオフ周波数(f_{LE})の追加
 - f. 色付けの変更

Table RFAMS2 RF and Analog Mixed-Signal Bipolar Technology Requirements

3.3 III-V 族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)]

表での変更は、(過去の章のパワーアンプやミリ波の表に比較して)以下の通りである。

1. 表で焦点としているのは、FET のゲート長と HBT のエミッター幅のスケーリング、したがって、それぞれの材料に対しての周波数応答についてである。

2. 低ノイズ(Low noise)とパワーデバイス(power device)のゲート長をそれぞれの材料に対して記述した。材料としては、例外的に MHEMT も追加した。
3. 140 GHz と 220GHz 用の低ノイズアンプ(Low Noise Amplifier)とパワーアンプ(Power Amplifier)に FOMs (Figure of merits)を追加した。
4. スケーリングされたすべてのデバイスの量産時期を遅らせた。

III-V デバイスはシリコンデバイスに比べると、比較的小さな規模で生産される。これは、特に、ゲート長が 100nm 未満に微細化された場合に顕著で、デバイスの応用が限定、特殊化されているために、ウェハー規模が非常に小さいためである。この点に関して、ITRS の表では、代表的な生産環境でデバイスや回路を作成するのに必要なプロセスについて記述している。代表的な生産環境という中には、リリースされた生産プロセスや完成度の高いデバイスモデルで構築されたデザインキットや信頼性のデータが含まれる。

III-V の表では、ある周波数での低ノイズやパワートランジスタの特性 つまり、ノイズ、パワー、ゲイン、効率だけでなく、デバイスの重要な真性特性が記述されている。それは、 f_T や f_{MAX} だけでなく、破壊電圧、最大電流、相互コンダクタンスも含まれている。今回、10GHz から 300GHz の周波数のうち、24GHz, 60GHz, 94GHz, 140GHz, 220GHz の 5 つの興味深い周波数を選択した。100GHz 以下の FOMs として、dB 表示された F_{min} と Associated gain を使用した低ノイズデバイスを示しているが、140GHz, 220GHz のように 100GHz 以上の場合は、入力インピーダンスが低いために、ソース プル測定でノイズが最小になる最適なインピーダンス(“Gamma opt”)を求めるのが難しい。そこで、(MMIC の入力に対して、50ohm にマッチングがされている) MMIC 化された低ノイズアンプ単段で、dB 表示の noise figure (NF)を F_{min} の代わりに表に記述した。(これらの周波数で用いられている FET の周辺長は、2 x 25 um である)。我々は、小信号の gain が、ある与えられた周波数で高い時は、単段の MMIC での NF は、複数段の MMIC の NF と同程度であることに注意する必要がある。デバイスの F_{min} と単段 MMIC の NF 間の期待される関係を読者に示すために、94GHz での値を示す。パワーデバイスに関しては、FOM として、単段のパワーアンプの出力パワー、ゲイン、効率をそれぞれの周波数に対して記述している。

Si CMOS に比べて、III-V デバイスの微細化は RF 応用にとっては課題がある。例えば、トランジスタのスピードやゲイン (あるいは周波数)を向上させていくのに加えて、デバイス設計者は、高出力や大きなダイナミックレンジの要求に答えるため、高い破壊電圧や高い動作電圧の実現に向けて、常に最適化を行っている。デバイスサイズの微細化だけでなく、デバイス設計者は、さらなるデバイス最適化を行う必要がある。例えば、エピタキシャル層の設計である。この技術を使えば、高い破壊電圧や高い移動度、高い飽和速度をサポートするためのデバイス層の調整を行うことができる。この章での III-V デバイスではすべて、イオン注入を用いずにエピタキシャル層を用いて形成されている。これは、課題はあるが、多くの利点も有している。利点としては、チャンネルの電荷輸送特性向上に有効な量子井戸構造形成、チャンネル閉じ込めに向けたバリア層形成そしてソースとドレインの寄生効果を最小にするために必要な高濃度にドーピングされたキャップ層形成があげられる。課題としては、ブレナーなデバイス構造でないこと、ゲート電極の近接電界を調整するために掘り込み(リセス)技術を使用しなければならない点がある。さらに、III-V FET は、ゲート抵抗を低減するために、典型的に T 型あるいはマッシュルーム型のゲートを用いる点も課題の一つである。

破壊電圧は、材料特性とゲートの掘り込みの形状で決まる。一般に、チャンネルの輸送特性が良い材料系では、破壊電圧を犠牲にしている。例えば、InP HEMT では、(InGaAs チャンネルの高い In の濃度によって)優れた高周波特性を示すが、GaAs pHEMT では優れた破壊電圧を示す(低い In 濃度)。GaN 系は、優れた破壊電圧特性を持ち、輸送特性は GaAs pHEMT と同等である。与えられた材料系で、高周波特性と破壊電圧特性はトレードオフの関係を持っている。

Johnson Figure of merit (JFOM は飽和速度と破壊電界の掛け算)は、ゲート長やデバイスの微細化で僅かに変化はするが、ゲート長には依存せず、材料によって決まる。GaAs pHEMT, GaAs MHEMT, InP HEMT はほぼ同じ値を示す(これは、破壊電圧とチャンネルの In 濃度あるいは飽和速度のトレードオフに関してだが)。一方、GaN HEMT の JFOM は、基本的に大きな破壊電界を有するので 10 倍程の値を示す。

大まかな f_T は、チャンネル構成やゲート長によってスケールするが、それは、相互コンダクタンスの増加によるものである。 f_T の見積りに直接的に影響をもたらすゲートとソース間容量 C_{gs} や他のパラメータは、ゲート長に関して一定である。それは、基本的に、ゲートの微細化による容量の減少は、ショートチャンネル効果を抑制するために要求されるゲートとチャンネル間の狭スペースや相互コンダクタンスの向上のために用いられる高いチャンネルチャージによって相殺されるためである。

F_{max} は、 f_T に比べてより複雑な振る舞いを示す。それは、デバイスの最適化に向けて複数の追加変数、例えば抵抗や容量が存在するためである。例えば、ゲート端での電界を調整するために用いられるゲートの掘り込み(リセス)は、ゲート、ドレイン間容量 C_{gd} を最適化している。 C_{gd} と破壊電圧は、ドレイン端の掘り込みを増やせば増加する。そのため、 F_{max} は、破壊電圧が増加するにつれて減少することになるので、結果として優れた高周波特性と高電圧動作の間で、トレードオフの関係を持つことになる。一方、ゲート長の減少に伴い、ゲート抵抗 R_g が増加することが予想されるが、この増加は、T 型ゲートによって解消される。但し、製造方法の複雑さだけでなく、T 型ゲートのトップとのオーバーラップによる C_{gd} の増加という代償はある。このことは、ゲートのドレイン側での電界を調整するために、GaN HEMT で一般に用いられているフィールドプレートにもあてはまる。にもかかわらず、Si をベースにしたデバイスに比べて、III-V デバイスは、すぐれた材料特性のために優れた高周波特性を示す。

III-V デバイスの最適化の自由度が高いために、ある材料系での FOM やあるゲート長での FOM の値は、ファンダリー毎に異なった値を示す。したがって、表での値は、トレンドとしての意味を持っているが、絶対値として意味や違ったデバイス間で矛盾しない値になっているものではない。

24GH の周波数帯は、wireless LAN 応用の可能性を持っている。60GH の周波数は、長い間、安全な衛星のクロスリンク用に軍隊で使われていたが、大気吸収率が高い領域に短距離通信として使用されるようになった。これは、短距離での周波数の再利用を容易にするため、混雑した領域での”last mile”接続に有効である。このロードマップの調査範囲では、94GH, 140GH そして 220GHz での応用について予想している。例えば、ポイント間通信、隠し持った武器の検出や上陸、着陸する飛行機向けに天候をイメージングするシステムといったものである。100GH から 1000GHz の周波数帯には、医療のイメージング、分光器そしてセキュリティといった多くの応用が考えられている。III-V の技術要求のセッションでは、24, 60, 94, 140, 220GH 毎の様々な技術選択をまとめている。

表のまとめで紹介していることは、材料やデバイス技術について、いくつかの周波数では、まだ、確立されているものではないことである。ユーザーは多くの選択肢をもっていることになる。我々は、いくつかの特殊な応用に向けた要素を選択しようとしてはいない。それは、その選択は多くの要因によって決まるし、コストを最小にすることを考慮していないからである。他の要因としては、インテグレーションのレベル、信頼性、動作電圧や、もちろんロードマップでフォーカスしている特性も含まれる。しかし、ある技術にとっては、廃れていくものや優先されていくものがあり、これらの予想は、ある年の表で、特殊な技術について、“白いスペース”(パラメータの欠如)として、暗に示されている。一般的なトレンドを以下にまとめた。

III-V のパワーデバイスは、二つの領域に適用されている。GaAs PHEMT, MHEMT そして InP HEMT が用いられている低パワー(数十ワット)領域。GaN が主に用いられている高パワー(キロワット)の領域

III-V MESFET に関しては、表には含まれていない。GaAs MESFET は、まだ、10GHz 以下の応用に適用されているが、技術的な開発が行われていないし、GaAs PHEMT に比べてコストや信頼性で優れた特性が得られる新しいデザインが見当たらないためである。

GaAs PHEMT は、徐々に表からなくなっていく。それは、70nm 以降、微細化が進まないし、120GHz 以上で GaAs pHEMT を使用する計画が見当たらないためである。しかし、GaAs pHEMT は、現在、ファンダリープロセス(Lg = 500, 250, 150そして100nm)として提供されているし、予想可能な将来の領域には、使用され続ける。GaAs pHEMT は、これから広がっていく高い周波数応用に向けて InP HEMT に次第に置き換えられていくだろう。また、優れたパワー特性を示す GaN は高パワーや高い周波数に応用に向けて、重要性が増していくだろう。

MHEMT は、材料構造の最適化に関して、大きな柔軟性を提供する。我々は、インジュームのモル比の増加によって、ミリ波での low noise Amp の Gain や NF が改善されることを予想している。しかし、インジュームの高いモル比は、動作電圧すなわちパワー能力とトレードオフになるので、パワーデバイスに向けたゲート長の微細化の遅延だけでなく、インジュームのモル比の低下を予想している。

低ノイズな MHEMT の技術は、ミリ波応用に向けて、ゲートの微細化のトレンドによって改善が続けられている。そして、我々は、ここ 10 年の後半くらいで 35nm node まで続くと考えている。MHEMT は、GaAs 基板上に作成できるので、6 インチの GaAs 半絶縁体ウエハーが商業ベースになるかが、4 インチの InP HEMT に比べてコスト的に有効になるかの鍵だと考えており、これは、6 インチプロセスの基板に投資するファンダリーが大量生産するために重要なポイントである。にもかかわらず、我々は、継続的な InP HEMT との特性競争を予想している。というのも、InP の技術はより高濃度な In モル分率のエピタキシャル層で、より特性が向上するので、GaAs MHEMT と InP HEMT 間では、特性の甲乙を付けがたいためである。

InP HEMT での InGaAs/InAs チャンネルの構成のようなシュードモルフィック(pseudomorphic)の利用によって、等価的なランダム合金チャンネル[15]に関連した電子移動度の向上をもたらす。InP HEMT の表には、将来の 70nm, 50nm, 35nm そして 25nm のゲート長の微細化とチャンネルの In モル比の増加を示している。リストの In モル比の値は、複数の要素で構成された InGaAs/InAs チャンネルの等価的な構成要素として見るべきである。

Power MHEMT 技術としては、せいぜい 50nm までの微細化が期待されている。破壊電圧は、短いゲート長と In モル比がトレードオフになっているので、ここ 10 年のうちに MHEMT の利点は、他の競合する技術 GaN あるいは InP HEMT に移行していく。

III-V デバイスは特に、ミリ波の送信部に向けて GaN HEMT デバイスの特性向上と、より技術的な成熟度の向上に向けての大きな努力に焦点を注ぎ込み続けている。デバイスの動作周波数は、 f_T と f_{max} の増加と共に顕著に向上しており、かなりスケールアップが進んだデバイスでは、 f_T と f_{max} はそれぞれ、200GHz と 400GHz 以上の値に到達している。Johnson figure merit (f_T と破壊電圧を掛け算したもの)は、現存するミリ波用のデバイステクノロジーでは 5THz-V のレンジにある。最近のデバイス研究の特徴としては、0.1ohm-mm のソース、ドレインのオーミックコンタクトを実現することや enhance モードや depletion モードの同一ウエハー上での動作や自己整合によるゲート形成、InAlN バリア層の導入そして 50nm 以下のゲート長形成がある。W-band (94GHz) GaN MMICs は、この周波数帯で出力パワーのレベルがおおよそ InP HEMT や GaAs pHEMT MMIC よりも5倍大きな特性で、多様な仕組みによって実現されている。

特に携帯電話の基地局に関するマイクロウエーブの GaN については、この表には含まれていない。このデバイスは、複数のファンダリーで製品化されている。マイクロウエーブでの GaN の主な特性は、コスト、効率、線形性である。基地局の線形性と効率は、回路設計で決まる。10 から 30GHz への応用は、ユーザは高効率なスイッチモード動作で要求される調和性”Harmonic”を満たす条件で高いゲインを得るために 150nm GaN の技術を適用するだろう。この 150nm GaN は、2012 年に生産されると予想している。

GaN は高い強健性や線形性を要求する低ノイズ領域では、少量生産である。GaN のノイズ測定は GaAs PHEMT の場合と同程度である。また、リミッターが受信器のフロントエンドから消えたので GaN デバイスは System noise figure では、明らかに優れたノイズ特性を有することになる。GaN HEMT の技術は、1 から 24GHz の範囲で、wide band-with, 高い線形性そして競争力のある noise figure を示す。GaN HEMT の LNA を用いた RF の受信部は、大きなダイナミックレンジあるいは高出力な送信器を有する co-location の応用に向けて開発が進められている。改良されたデバイスの動作周波数は、広いバンド幅とノイズ低減に向けた改善に導いている。

InP HBT は優れた高周波特性を示す一方、ミックスドシグナル応用で SiGe HBT と競い合っている。SiGe BiCMOS は、明らかにコスト面とインテグレーションレベルで有利性を持っている。その上、同等のリソグラフィーで考えると、特性的には 4 倍の特性向上が得られる。その代わりに、InP HBT は、同じ Cut off 周波数 f_T で 3 から 4 倍の破壊電圧を得ており、ミリ波の周波数とサブミリ波の周波数の上限でアナログやパワー回路実現に向けて良い解になるかもしれない。

InGaP HBT は、表には含まれていない。基地局に向けた GaN と同様に、開発としてはコスト、インテグレーション密度の増加、効率向上、線形性(どの回路が採用されるか)に焦点をあてられている。エミッター幅の微細化には、技術の引率力はない。

Table RFAMS3 Compound Semiconductor FET and Bipolar Transistors

3.4 オンチップ受動素子

少しの変更なので、テクノロジーの要求表は、2 年以上前の 2009 年に発行されたバージョンと同じである。受動素子への要求は、ゆっくりと発達していき、限られた専門家の参加者で議論するという事実を反映している。将来の仕事として、関係のある受動部品を配線のロードマップやある技術で使用される受動部品への要求の定義と密接に結びつけることが必要であろう。

Table RFAMS4 On-Chip Passives Technology Requirements

3.4.1 インダクター

インダクターは、高周波ワイヤレスの応用に向けた RF やマイクロウェーブで最も重要な回路部品の一つである。もし、Q 値が非常に小さいと、集中定数回路は、所望の特性ターゲット値を達成することは出来ないだろう。高い Q 値やインダクタンスに必要なスパイラルインダクターはワイヤレス SoC に通常、使用されている。インダクターの重要な特性は、そのインダクタンス値や、寄生容量、寄生抵抗で、Q 値や自己共振周波数を決定されることである。インダクタンス値が、第一次近似で、インダクターの長さによって決まるならば、通常の配線の微細化と同じように、インダクタンス値がスケールリングされるという訳ではない。エネルギー散逸が存在する SoC で形成されたインダクターの直列抵抗は、以下の三つの合計によるものである。1) インダクターの DC 抵抗 2) 伝導膜中でのスキン効果による抵抗成分 3) エディーカーレントによる抵抗と基板中での誘電体損出。小さな抵抗で所望のインダクタンスが得られれば、Q 値を大きくすることができる。DC の抵抗は配線の微細化によって増加する。また、DC の抵抗を下げようと、より抵抗の低い配線を用いたとしても、AC 抵抗は大きくなってしまふ。一般に、SoC のインダクターは厚い金属層で作成されている。これは、最近、ローカルな配線のスケールリングのトレンドを満たすために使われており、潜在的にアルミの厚膜が用いられている。

自己共振が起きると、インダクティブリアクタンスと寄生の容量のリアクタンスが同じ値になる。自己共振よりも大きな周波数では、インダクターは容量性になり、インダクターの特性はなくなる。なので、インダクターの自己共振周波数は、動作周波数よりもずっと高い値にする必要があると考えられる。共振周波数を上げるためには、インダクターが有する寄生容量を抑制する必要がある。インダクターの寄生容量は、その面積で決まるので、高い高周波での動作時には面積を小さくする。また、インダクターの下の誘電体と半導体の積層によっても決まる。誘電体の部分は配線のスケールと共増加するので、金属層を追加する。

インダクターの最大の直径は、分散効果を避けるために、 $\lambda/30$ よりも短くすべきである。高周波の応用は、サイズが小さいこと共振周波数が高いことが求められる。結果として、インダクタンスの密度もまた、より重要になってくる。従って、インダクター素子の主なデザインの目標は、連続抵抗のロスをも最小にして Q 値を大きくすること、並列の寄生容量を最小にして、インダクタンス密度と共振周波数を大きくすることである。これら3つの特性は、スケールから考えると矛盾してしまう。これに対する解としては、厚い金属層を追加で(限定使用で)使用することである。

3.4.2 キャパシター

SoC RF やマイクロウェーブで一般的に使用されているライナーのキャパシターは二種類ある。交互に組み合わさったような形(interdigitated)(MOM 型)のものと金属—絶縁膜—金属(MIM)型のものである。どちらを選択するかは、主にそのキャパシタンスに依存している。Interdigitated 型(MOM 型)は、1pF 以下のキャパシタンス値を実現するのに使用される。1pF よりも大きなキャパシタンス値の場合は、MIM 型構造が用いられる。それは、一般的に MIM 型はオーバーオールサイズを最小にできるし、分散効果を抑制できるためである。200pF より大きなキャパシタンス値の場合は、オフチップキャパシターが必要である。

キャパシターの特性は、 Q 値と寄生インダクタンスに強く関係付けられている。抵抗成分によるロスと寄生インダクタンスは、キャパシターの電極をつなぐことで引き起こされる。高い Q 値を得るには、配線と電極の電導ロスを低減することや小さなロスタンジェントを持つ誘電体を用いることが有効である。

高周波での特性向上、受動回路の密度を上げる、コストを下げるためには、大きな容量密度が強く求められている。酸化シリコンや窒化シリコンが通常、MIM キャパシターに用いられている。それらは、優れた電圧係数を持ち、温度係数も小さい。しかし、容量密度は、低い電気誘電率によって制限されている。誘電体を薄くすることで容量密度を上げる試みは、通常、大きなリーク電流が起きてしまい、ロスタンジェントが劣化する。そこで、誘電率の高い材料が優れた電気特性と回路密度を増加させるのに使われる。

3.4.3 バラクター

可変容量ダイオードは、端子間に印加された電圧の関数で容量値が変化するダイオードである。これは、チューナブルな発振器、フィルター、フェイズシフターなどに使用されている。高周波での可変容量の特性を記述する F.O.M は

- 1) キャパシタンス比 C_{MAX}/C_{MIN}
- 2) コントロールできる電圧範囲全体での Q 値
- 3) また、上記の範囲でのチューニング特性の線形性 : dC/dV

大きな Q 値や 2(典型的な値)以上であるキャパシタンス比、そして線形性の良いチューニングが求められる。可変容量は、一般には、逆バイアスされた pn 接合あるいは MOS 容量の空乏層領域幅を調整することで得られている。

3種類の可変容量構造が、典型的に Si の集積回路に使用されている。

- 1) HBT のベース-コレクタ領域にある pn 接合あるいは MOSFET のソース、ドレインと基板間にある pn 接合。
- 2) 蓄積モードの n-well MOS (AMOS) 可変容量で nwell 中に配置された n チャネル MOS を使って作成されている。この構造はチャネル抵抗を下げ、特にミリ波の周波数で Q 値を最大にするために用いられる。
- 3) 特別なインプラントが必要で最も大きなキャパシタンス比を示す超階段 pn 接合あるいはショットキー可変容量は、特別なプロセスでのみ使用可能となる。

最近の 10 年の間に、ナノスケールの CMOS 技術の発展によって、蓄積モードの n-well MOS 型の可変容量が、最も人気のある可変容量デバイスになった。典型的な可変容量の可変範囲は 2-3 fF から何 10 pF である。可変容量の Q 値は周波数の逆数に比例する。そして、可変容量の抵抗成分による直列ロスとリアクタンスによって決まる。

3.4.4 抵抗素子

インテグレーションされた抵抗体は、誘電体基板上のロスのある薄い金属フィルム(それは、配線間にあるメタル間絶縁体(IMD))かポリとか high-k のインテグレーションで使用されるメタルといったゲート材のどちらかで形成される。薄膜抵抗体として、ニクロム(典型的には、NiCr だが、鉄 Fe が含まれていることもある)や TaN が最も人気のある膜である。SiCr やポリ Si の薄い膜もまた、薄膜抵抗体として使われている。RF の応用にとっては TaN が、NiCr よりも望ましい。なぜなら、NiCr には必要のない磁性材料が存在しているため、NiCr の Ni のことだが、それが、マルチキャリア ワイヤレスのシステムで、不必要な相互変調が生じさせる。さらに、TaN は、比較的、容易に Cu ベースの配線に導入できる。NiCr と TaN は、普通、III-V 系にも使用される。平面的な膜の抵抗体との共通の問題は、基本的な誘電体領域で生じる寄生容量成分と分布的に存在するインダクタンスである。抵抗体に存在するこれらの寄生効果は、高周波で周波数依存性を持つ。大きなシート抵抗を持つ膜を導入し、抵抗体を短くすることは、これらの寄生効果を抑制することに役立つ。抵抗体に望まれる特性は以下のようにまとめられる。

- 1) 抵抗値が時間変動しない
- 2) 抵抗の温度係数(TCR) が低い。
- 3) 寄生効果を最小にするため、そして抵抗体の長さが、 0.1λ 以下を保障するための大きなシート抵抗 ($k\Omega/\text{squre}$ から $M\Omega/\text{squre}$ まで)が必要。 0.1λ 以下というのは、分布効果が無視される長さである。
- 4) そして、適当なエネルギー散逸性能

受動素子に求められる耐性は、図 RFAM3 におおよそまとめられている。アナログと RF への応用には、典型的に、 $\pm 5\%$ 以下の小さなばらつき、高い Q 値や大きな自己周波数と言った高い特性を必要とする

Application / Element / Values / Typical Required Tolerance

Damping Resistor / (10-33 Ω) / $\pm 30\%$

Bypass /Capacitor/ (50 pF-1 μ F) / $\pm 30\%$

Pull-up, Pull-down/ Resistor/ (500-1 M Ω) / $\pm 10\%$

Integral calculus circuit/ Capacitor / (100 pF-1 μ F) / $\pm 15\%$

Differential circuit/ Capacitor (10 pF-10 μ F) / $\pm 5\%$

Oscillation circuit/ Capacitor (10 pF-10 μ F)/ \pm 5%
Bias circuit Resistor/(1 k-10 M Ω) \pm 1%
IC controlling Resistor/($>$ 10 k Ω) \pm 1%
Filter Capacitor/ ($<$ 1 μ F) and Inductor($<$ 100 nH)/ both \pm 5%
Impedance matching/ Resistor(50-100 Ω)/, Capacitor/ ($<$ 10 nF)/ and Inductor/ ($<$ 100 nH)/ all \pm 5%

Figure RFAMS3 Required Tolerances depending on the Applications

3.4.5 ミリ波用受動素子

オンチップのミリ波用受動素子の調査範囲は、キャパシター、抵抗体、インダクター、可変容量、アンテナそして、アンテナ共振器である。以前に、RF のところで議論されたように、ランプインダクター、変圧器、MiM / MoM キャパシター、pn 接合や AMOS n-well 可変容量は、シリコンの SoC で搭載されているローノイズアンプ(LNA)、パワーアンプ(PA)、位相シフター、電圧制御発振器、そしてミキサーの占有面積を最小にするために重要な役割を果たし続けている。これらすべての素子の有効な応用は、III-V の回路だけでなく、CMOS や SiGe BiCMOS 回路で、“RF”と”スタンダードなデジタル”のバックエンドの両方で、少なくとも 170GHz まで動作していることが実証されている。しかしながら、受動素子間の協調的な取り組みが、ファンダリーがミリ波用に適したインダクター/変圧器やキャパシターを供給するために必要である。それは、10pH から 100pH を持つインダクター/変圧器や 5fF から 100fF のキャパシターのことである。変圧器にとっては、トップの 2 層間を近づけたり、横方向のスペースを近づけたり(ファインピッチ)することで、0.8 から 0.9 の大きなカップリング係数を得ることができる。RF のバックエンド工程での厚い金属膜や厚い誘電体もまた、ミリ波領域で高い Q 値の受動素子という恩恵を得られる。なぜなら、周波数と共にスキンドプス (skin depth)が減少していくので、1 μ m の厚さの金属でも 60GHz あるいはそれ以上の周波数での多くの応用に関して、十分であるためである。逆に、厚い誘電体は、寄生容量や基板ロスの低減という点で RF の周波数よりもミリ波でより重要になる。波長が短いために、マッチング素子として伝送線路がより多く共通に使用されることが、ミリ波回路に特有なことである。伝送線路は、典型的に、Si 回路へ最上層金属中にマイクロストリップラインとして搭載されている。そのラインには、Si 基板上に置かれたグランド平面があり、2 から 5 の低い層の金属で形成されているが、たびたび、ロスを低減するために、ショートして使用する。Si 上基板上のグランドにつながったグラウンドコープレーナウエーブガイド(Grounded coplanar waveguides)や Si 基板上に直接存在するコープレーナウエーブガイド(Coplanar waveguides)が使用されている。時々、“Standard”なバックエンドで、特に、“Slow wave”な伝送線路やシグナルの流れる方向に対し、垂直な方向へ低い金属層のバーを使用して、単位面積あたりのインダクタンス値を増やしたり、マッチング素子のロスや面積を最小にすることが利用されている。だんだん、100GHz 以上の周波数で、そして、厚い金属のバックエンドで、全体のアンテナ効率が、現在、50%を越えるようなアンテナやアンテナ共振器を搭載することが、実行できるようになってきた[16-18]

3.5 高電圧 MOS

以下に、ITRS の RF と AMS の技術ワークグループで考えた HV MOS の技術要求表を示す。上記に書いたように、破壊電圧毎に分類し、搭載されたデジタル CMOS のリソグラフィのノードだけではなく、

NMOS と PMOS トランジスタのオン抵抗を扱っている。破壊電圧は、ある HVMOS が適している応用をあらわす基本的な FOM である。

Table RFAMS5 High-voltage MOS Technologies

4. 解決策候補

4.1 CMOS

本章では、ゲート抵抗や寄生容量の低減、高精度化された高周波デバイスモデルに関する解決策候補を提示し、デバイスの直列抵抗や出力コンダクタンスの低減の必要性に言及する。

ゲート抵抗は f_{\max} と NF_{\min} の主な劣化要因である。ゲート電極を構成する複数の積層膜間の界面抵抗の抑制がゲート抵抗全体の低減に寄与する。単一の金属でゲート電極を形成すれば、異種界面をなくすることができる。また、メタル裏打ちされたゲート電極構造あるいは III-V 族化合物半導体で用いられている T 型ゲート構造、といったゲート電極構造の工夫によっても、顕著なゲート抵抗の低減が期待される。

多層配線の上層に位置する伝送線路と櫛型トランジスタ(マルチフィンガデバイス)との接続線路に付随した寄生容量は、 f_{\max} や MSG の抑制主因の一つである。デバイスサイズの拡大によってもたらされる配線間隔の拡大により配線容量を削減できるが、一方その結果として、デバイスサイズの拡大による配線抵抗や拡散層容量の増大といった負の側面もある。それゆえ、デバイスサイズの最適化には留意が必要である。

一般的なファンダリーにおいては、第1層配線あるいは第2層配線までを含めたトランジスタのデバイス特性を記述したデバイスモデルが提供され、より上層配線への接続は設計者の自由裁量に委ねられる。それにより設計のフレキシビリティは確保されるが、一方回路性能に対する高精度のシミュレーション結果を得るには、設計者が上層配線も含めた全配線層の寄生インピーダンスを抽出しなければならない。全配線層を含めたモデルや所望領域の寄生インピーダンス抽出するモデルは、初期段階における回路設計において、回路シミュレーション精度を改善する。

デバイス直列抵抗やトランジスタの出力コンダクタンスもトランジスタ性能を制限する。これらを改善するデジタルデバイスの構造的工夫が必要となっている。

4.2 シリコンバイポーラトランジスタおよび BiCMOS

バイポーラトランジスタの f_{\max} を継続的に改善する手法として、デバイスの寄生抵抗・寄生容量を低減する縦方向デバイススケールングに対応したリソグラフィ技術の改善があげられる。これにより、ベース抵抗 (R_B) を低減させるエミッタの細線化や、ピーク f_T における単位長あたりの電流を低減させることができる。ベースの薄層化やコレクタの高濃度ドーピング化など積極的な縦方向プロファイル改善に対して、 f_{\max} の改善とピーク f_T における単位長あたりの電流低減はトレードオフの関係にあり、対応する配線に流れる電流の信頼性許容範囲内において f_T を増大可能である。 f_T と f_{\max} との改善は、ミリ波デバイスの性能要求に対応した高周波領域におけるノイズ特性も改善する。

縦方向プロファイルの制御には限界があり、化学気相成長法(CVD法)もはや解決策にはならない。なぜならば、今日すでにコレクタを含むドーピングプロファイルはその成膜厚によって制御されるのではなく、その後には施される熱処理による添加物(ドーパント)の熱拡散によって決まるからである。それゆえ、CVDプロセスの均一性や再現性に加え、拡散層の厚さや添加物濃度のインライン制御に関しても継続的改善が期待されている。非選択エピ成長(NSEG)よりも選択エピ成長(SEG)に対しての期待が大きい。縦プロファイルを改

善するための解決策には、スパイク/フラッシュアニール技術やレーザーアニール技術や熱負荷の少ないシリサイドモジュール、といった先端 CMOS で開発された低熱処理プロセスが含まれる。

寄生損失は利得特性を著しく制限する。 f_T や R_B (f_{MAX}) を改善させるためのコレクタ領域のドーピングプロファイルやベース領域のドーピングプロファイルの微細化は、 R_B-C_{BC} とのトレードオフにさらされる。エミッターベースの自己整合化からエミッターベースとベース-コレクタの自己整合化、といった最先端のデバイス構造に関する研究開発が、革新的構造に関する提案を加速させている。これらの構造は、内因性ドーピング領域と外因性ドーピング領域との相互反応を抑制し、ベース-コレクタの接合領域を縮小させることができる。このような構造あるいは潜在的なその他構造も含めた継続的開発が、ロードマップに対応した f_{MAX} のスケールリングを可能とするものと期待される。

エミッタ幅 (W_E) の縮小によって生じるエミッタ抵抗の増大といった課題に関しては、未だブレークスルーが見いだせていない。エミッタ比抵抗を低減するための継続的改善が、エミッタ成長プロセスやトランジスタ構造に対して必要とされている。

BiCMOS 技術は、シリサイドやコンタクト抵抗の低減といった CMOS 技術で培われた技術改善の恩恵を受けている。

消費電力の抑制やコンタクトを含む金属配線層のエレクトロマイグレーション性能に準拠する $W_E \times J_C$ 積 (J_C : ピーク f_T 時におけるコレクタ電密度) の確保に向け、 W_E の低減も進められている。BiCMOS 技術は、CMOS 技術で見越された技術改善を取り込む必要があるが、トランジスタへの配線に関して特別の配慮が必要とされる。コア CMOS から導かれる配線デザインルールのいくつかがバイポーラトランジスタに対して適用できるに過ぎないからである。

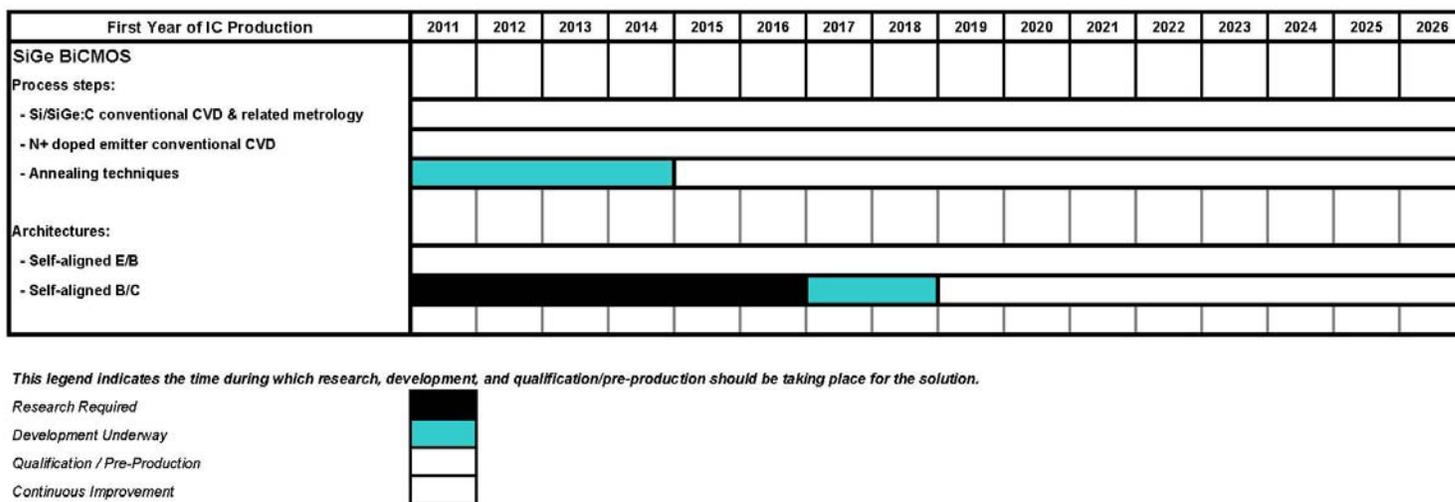


Figure RFAMS4

SiGe BiCMOS Potential Solutions

4.3 III-V 族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)]

これまで、化合物半導体はシリコン産業で開発された先端露光技術やプロセス装置を巧みに利用してきた。これを継続的に続けてゆくには、化合物半導体のウェハ径をシリコン産業で使われているものの1世代あるいは2世代前のものに追従してゆかねばならない。しかしながら、III-V 族化合物半導体デバイスに対する量的要求は III-V 族半導体基板のスケーリングに要求される投資に見合うものではない。今日、ほとんどの III-V 系ファンダリは依然として 100mm で操業しているが、150mm 径の半絶縁性 GaAs 基板は量産されるにいたっている。InP 基板は 100mm 径を入手できるが、それ以上の大口径化への計画は聞かない。シリコンカーバイド(SiC)半絶縁性基板や RF 応用に GaN HEMT に関しても 100mm 径どまりで、150mm 化への計画は中断状態にある。III-V 系半導体技術は、次世代に対して 450mm 径基板化を進めているシリコンに対して、2~3世代遅れている状態にある。III-V 系とシリコンとの製造インフラのギャップは実際には大きくなっている。

一つの潜在的解決策は、シリコン基板上に III-V 族半導体デバイスを形成することであり、究極的にはシリコンファンダリにおいて III-V 族半導体デバイスを製造することかも知れない。たとえば、シリコン基板上への GaN のエピタキシャル成長技術の進展は、200mm 径基板上にデバイス形成可能な高品質 GaN HEMT 対応のエピタキシャル層の成長を可能とさせている[19]。これにより、現存する 200mm のシリコンファンダリ内での GaN HEMT デバイス製造可能性に道が開けつつある。Si 基板上の GaN の技術進展は、数 10GHz 帯といった RF 無線産業用途よりは、数 10MHz 帯動作回路から構成されるパワー変換/制御用工業製品(たとえば、スイッチングトランジスタ)により牽引されている。その結果として、基板抵抗や損失はそれほど重要因子とはなっていない。とはいえ、エピタキシャル成長技術のさらなる発展により、シリコン基板上の GaN は RF 市場に参入してくるであろうし、顕著なコスト優位性をもたらすであろう。

8 nm ノード以降の CMOS において InGaAs チャンネル化がシリコン業界で検討されていることも、シリコン工場内における大口径シリコン基板上への III-V 系デバイス製造の機会を創出している。しかしながら、III-V プロセスモジュールに対応したシリコンデバイス工場を作るためには、更なる開発が必要とされている。

化合物半導体における均一性、再現性、製造歩留はシリコンベースの技術に対して遅れている。シリコンに対する製造インフラや研究開発に対する多大なる投資や量産数量の圧倒的差異を考慮すれば、これは驚くに値しない。例えば、III-V 族化合物半導体は蒸着とリフトオフ技術や配線形成工程において電解めっき技術をいまだに利用している。これらの技術は本質的に“汚く”、それゆえシリコン系で利用されている成膜/エッチングによるパターンング/CMP からなる一連のプロセスと比較して、低歩留まりの製造プロセスとなっている。シリコン系製造インフラとその高歩留プロセス技術を活用し、III-V デバイス製造をシリコンファンダリー内製造に移行してゆくことは、均一性、再現性および歩留まりへの改善へ道である。ある特定分野の化合物半導体技術の量産数が増加してゆけば、シリコンと大して違いのない習熟曲線に従って製造コストは低減してゆくであろう。

基板口径のスケーリングや集積密度改善に対する別の解決策は、シリコン基板上のシリコン CMOS デバイスと III-V デバイスとのヘテロインテグレーションである。このヘテロインテグレーションによるアプローチは、SiGe BiCMOS プロセスと同一範疇の技術に属し、SiGe HBT を III-V トランジスタに置き換えにすぎない。ヘテロインテグレーションによるアプローチは、高密度のデジタル回路と高性能の III-V トランジスタとを融合し、シリコンあるいは III-V 化合物半導体の単独技術では得ることのできない性能を有するデジタル RF 化されたミックスドシグナル回路を可能とする。Si CMOS と InP HBT とのインテグレーションに代表されるような DARPA の COSMOS プログラムにおける最近の進展は、ヘテロインテグレーション手法の実現可能性を立証している[20]。さらに最近では、Si CMOS が形成されたシリコン基板上に GaN HEMT が成功裏にテグレーションされている。ただし、ここで再度注意を喚起させるが、ヘテロインテグレーション手法による真のコスト・パフォーマンスの優位性を実現するには、シリコンファンダリー内に製造プロセスを完全に移植させる必要が

ある。III-V 化合物半導体のプロセスモジュールを Si 量産プロセスと整合させるには、かなりの開発が必要である。

光露光装置に対して技術進展が著しいが、比較的量産規模の小さい III-V 族化合物に対して、0.25 μm 寸法以下に対応したマスクコストの増加に加え、装置コスト増が重荷となっている。電子線直描はマスクコストに対する解決策の一つではあるが、時間当たりのシリコンウエハの処理枚数に匹敵するまで、大電流の電子線源と高速のアライメントとにより III-V 化合物ウエハのスループットを増大させなければならない。III-V 市場は小さいので、装置ベンダは III-V 対応ファンダリー向けに新たなプロセス装置開発に積極的ではない。が、幸運にも高スループットと高解像度の電子線露光技術がシリコン製造に対して開発中である。

GaN RF/パワーデバイスに対し、高抵抗かつ高熱伝導性を示すシリコンカーバード (SiC) 基板は事実上の業界標準となっているが、その基板やエピ層の品質にはいまだ改善の余地がある。GaN 基板をもちいれば、ホモエピタキシーを利用して優れた品質の GaN HEMT エピ層の成長が可能となるが、いまだ研究開発中とはいえ、GaN 基板の成熟度は品質および口径に関して明らかに劣勢である。また、GaN 基板は SiC 基板に比べて熱伝導性に劣り、先端材料やデバイス構造により将来達成されるであろう III-V デバイスにおけるパワー密度の増大は、サーマルマネジメント上の重荷となっている。例えば、SiC 基板は GaAs、InP や Si 基板に対して高い熱伝導率を有しているため、GaN トランジスタで実現可能な 5 倍から 10 倍の高パワー密度といった GaN トランジスタの優位性を弱めている。

典型的な対応策は、デバイス裏面からグランドプレーン内に組み込まれた受動的あるいは能動的放熱器へ熱拡散させるため基板を薄膜化することである。このアプローチは、GaAs や InP などのマイクロ波デバイスに対して有効である。一方、高パワー密度化に向かう GaN 技術やミリ波帯域への展開が、高放熱抵抗による課題を引き起こしている。これらは、バンドギャップ調整用としてデバイス中に存在する 3 層あるいは 4 層の高い熱抵抗のエピタキシャル層の存在や、ミリ波デバイス対応したデバイス微細化に関係している。基板を薄くすることにより、特にゲート寸法の小さなデバイスに対して、高熱抵抗層であるエピタキシャル層やダイアタッチ材の寄与が際立ってくる。サーマルマネジメントの改善策としては基板薄膜化が有効であるが、その一方基板厚は、特にマイクロストライプ線など、RF 特性をも考慮した上で決定する必要がある。

基板薄膜化に加え、デバイスのサーマルマネジメント対策として、熱拡散用ビア、チップ表面側の放熱構造や局所冷却などの手法も挙げられている。金製の高放熱性材料プラグ材をトランジスタの発熱領域近辺に設置した熱拡散用ビアの実装がすでに試験されている。ただし、熱膨張係数の不一致による熱ストレス発生が課題である。その解決策として、高い放熱性と基板材との熱膨張係数 (CTE) と整合するナノ材料の開発が期待される。チップ表面側への金製の放熱シャントの設置もすでに試みられてはいるが、それによる回路中の電界分布への影響が懸念される。最近、ダイヤモンド基板上に形成された GaN HEMT が熱障害を克服する解決策の一つとして脚光を浴び始めている。いくつかの企業は、デバイス可能な品質の GaN HEMT 対応エピタキシャル層を、比較的 low コストな多結晶ダイヤモンド基板上に形成する技術を開発中であり、これによりヒートシンクへの低熱抵抗の放熱パスが形成される。但し、この手法を完成させ、実用レベルの基板径にまでスケールアップするには、かなりの開発が必要である。冷却サイト開発に特化した DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) の新プログラムは 2012 年まで行われる。NJTT (Near Junction Thermal Transport) と略されるこのプログラムは、高放熱スプレッダー、マイクロエア冷却や高熱拡散性のダイアタッチ材に取り組む一連のプログラムの一つである。サーマルマネジメントへの解決策は熱源たる拡散層からの放熱経路を構成するすべてのコンポーネントを含む。グラフェン製の放熱スプレッダーやグラファイト製の界面放熱材料といった別形態の炭素材も熱問題への解決策を提供してゆくであろう。

平面構造の自己整合ゲートとイオン注入あるいはエピタキシャル膜の再成長によるコンタクト層形成とによる Si CMOS とは対比的に、高周波特性や高電圧を実現するため GaAs あるいは InP ベースの電界効果トランジスタ (FET) に対しては、ゲートリセス構造が用いられる。このリセスプロセスはエピタキシャル成長のエッチング停止層と高選択エッチングとを利用し、高歩留まりのプロセスを実現している。高歩留まりの選択性リセスプロセス開発がさらに必要ではあるが、この手法はミリ波帯域へ GaN HEMT をスケールアップするためにも用いられつつある。III-V 系 FET 形成の別手法では、ゲートのドレイン側の電界を制御・調整するためのフィ

ールドプレートを用いる。このフィールドプレート適用は高周波特性を劣化させるが、高電圧特性を改善する。III-V系パワーデバイスに対する電界強度改善のため、パッシベーション（絶縁被覆）とホットキャリア耐性に関する開発も必要とされている。シリコン対応技術として開発された技術ではあるが、ALD法による高密度でナノレベルに膜厚制御された積層絶縁膜コンポジットは、その潜在的解決策の一つである。

ミックスドシグナル応用の電子機器において、10V以上の電圧スイングに十分対応可能なトランジスタを持っていることが極めて望ましい。ミックスドシグナルやアナログ応用において、トランジスタの周波数特性改善のためスケールアップすると、耐圧低下といった代償を支払わなければならない。その結果、回路のダイナミックレンジが著しく制限され、適用範囲も制限されてしまう。SiGeの集積レベルはInPに比べて数桁高いが、InP HBTはSiGe HBTに対して、エミッター構造が同一の場合より高い耐圧を示し、またトランジスタの動作周波数の点でも有利である。うまくスケールアップし、ワイドキャップコレクタを用いることでInP HBTの耐圧を保つことができる。GaN HEMTはジョンソンリミット(f_T と耐圧の積)が10倍になる可能性を秘めており、さらに期待できる。ミキサのようなRF回路特性はデバイスのダイナミックレンジに直接影響される。周波数特性を上げるためにスケールアップする際には、ダイナミックレンジ拡大のため電圧振幅を広く取れるよう、耐圧が下がらないように留意しなければならない。

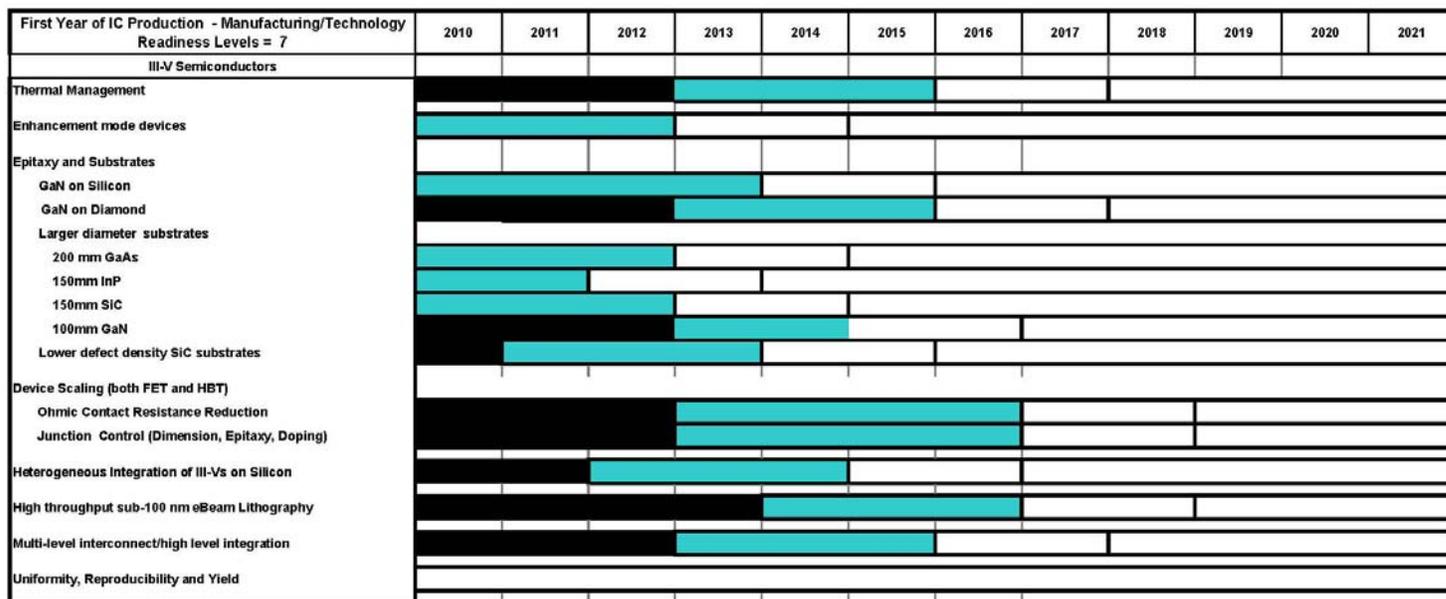
現在、GaN技術は耐圧が非常に高いことを生かして、主にマイクロ波電力増幅器応用が技術を牽引している。GaN FETの遮断周波数は100 GHz程度であるが、モノリシックマイクロ波集積回路(MMIC)には、エブリッジ配線で接続された10個以下のトランジスタしか使われていない。高性能ミックスドシグナル回路で用いるには、トランジスタ特性と集積化レベルが低すぎるのである。GaNの潜在能力を高ダイナミックレンジ回路で生かすためには、次世代ナイトライド技術による高速化(~500 GHz)と集積化レベルの向上(>1000トランジスタ)を図る必要がある。これには、スケールアップと寄生抵抗・容量成分の低減、シリコンで実現されている多層配線化を進める必要がある。さらに、安定なエンハンスモード(E-mode)動作も必要となる。これによって、ミックスドシグナルRF回路の簡素化やエンハンスメント/デプレッション(E/D)ロジック技術を用いることができ、実用面で有効となる。さらに数十万個のトランジスタを集積化するためには、歩留まり向上が重要である。トランジスタの均一性はミックスドシグナルにとって特に重要であり、ロバストで生産に適したデバイスプロセスの開発が必要となる。将来、GaN技術のインパクトは間違いなく大きく、高速高電力増幅器、超リニアミキサや高出力DAコンバータと言ったRFミックスドシグナル回路性能に関して、劇的な進化をもたらすものと考えられる。

III-VデバイスやCMOSにおいても高周波特性は、リソグラフィによる横方向のスケールアップだけでなく、エピタキシーやバンドギャップ/歪エンジニアリングといった縦方向のスケールアップによってもたらされる。キャリア層中のキャリア速度と移動度は、エピタキシャル層の積層構造やソースドレイン領域、基板面方位、あるいは素子上の絶縁膜積層構造などを的確に合わせこむことで調整することができる。我々は、すべてのIII-Vデバイスにおいて、バンドギャップ/歪エンジニアリングが進化し続けることを期待したい。

RFやミリ波の送信機用のIII-V化合物パワーアンプを実用化するには、高電力効率、高線形性、高出力といった特性を、すべて同時に達成させてゆかねばならない。ほとんどの狭帯域増幅器に対して、これらの諸特性を同時に満たすのにスイッチドモード増幅器(Class-D、EおよびF)が適している。例えば、Class-Fアーキテクチャは大きな負バイアス(V_{GS})が作用するピンチオフトランジスタを用い、デバイスをオン・オフするための入力パワーを許容する。それにより、半正弦電流波と位相がずれたRF帯域の正方電圧波を発生させることができる。この設計手法は、増幅時の電流損失($I \times V$ 積)を最小限にする。Class-F増幅の動作効率を良くするには、偶奇の高調波共振マッチング回路を使って、非線形電圧波により発生するすべての高調波を抑制させる必要がある。このタイプの増幅器は、理論的には理想的な狭帯域増幅に対して95%以上のPAEを達成する。このレベルの効率を達成するためのトランジスタデバイスに対する要求は、極めて低いオン抵抗化とドレイン-ソース間の低容量化である。これらのデバイス性能要求は、所望の増幅周波数に対して10倍以上の遮断周波数(f_T)をデバイスに持たせることに相応する。それゆえ、30~100GHz帯でミリワット級の高効率Class-F増幅に対しては、300GHz以上の短ミリ波帯域に f_T を持つトランジスタデバイスが必要とされる。

回路設計は、増幅器の効率と線形性との連携させて改善するのに有効である。従来の回路アーキテクチャと比較して、ドハティ増幅器は効率を改善させることができる。ドハティ増幅器は、軍事用電子機器等の広帯域用途よりも通信用途など高線形性を要求する応用に主に使われている。ドハティ増幅器は、例えば半周期おきに交互に動作する Class-AB 増幅器と Class-C 増幅器といったバイアス条件の異なる2つの増幅器の出力を結合させることができる。ドハティ増幅器によれば、飽和領域よりも十分低いパワーレベルにおいてもパワー効率を改善させることができる。デバイスの非線形性を補うため、入力信号をデジタルドメインであらかじめ歪ませておく適応制御型デジタル・プレディシジョン (DPD) 設計も線形性を改善するために使われている。

広帯域対応が必要となる受信機応用に対しては、優れた線形性とパワー効率に加え、伝統的なオペアンプ(演算増幅器)で用いられていた手法と類似したフィードバック型線形回路設計手法が提案されている。これらのアプローチでは、例えば、2GHz 動作時の InP HBT 増幅器で見られるように、過剰分の利得帯域幅積を DC パワー損失増加なく線形性改善に寄与させることができる。最近、広帯域マイクロ波増幅器は、DC パワーに対する出力の 3 次インターセプトポイント(OIP3)比において5倍の改善を示している。



This legend indicates the time during which research, development, and qualification/pre-production should be taking place for the solution.

Research Required
 Development Underway
 Qualification / Pre-Production
 Continuous Improvement

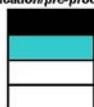


Figure RFAMS5 III-V Potential Solutions

4.4 オンチップ受動素子

受動素子は、コストとパフォーマンスとのトレードオフ関係に影響を受ける。低コストデバイスに対しては、適切な特性を持ったオンチップ受動素子が好まれる。一方、異なるデバイス技術の積層を可能とする狭ピッチの TSV (Through silicon vias) の適用は、高性能トランジスタとそれとは別の基板上に形成された高性能受動素子とのデバイス単位での低損失で接続を可能とする。それにより、受動素子のオフチップ形成が促進される。

4.5 高電圧 MOS

高電圧 MOS 技術課題に関する議論はこれから本格化してゆく過程にあり、本年度は解決策候補を提示しないこととする。2011 RF/AMS 章に対する技術および費用のサポートでは、高電圧 MOS 技術課題に関する議論を進めることはできなかった。

5. 横断的な課題

5.1 ESH(ENVIRONMENT, SAFETY & HEALTH)、計測(METROLOGY)、歩留り改善、モデリング&シミュレーション

今後、RF&AMS 技術ワーキンググループ(TWG: Technical Working Group)は、計測 TWG やモデリング &シミュレーション TWG との交流を広げていく必要がある。ミリ波帯の周波数におけるデバイスパラメータや性能指数(FOM)の測定が、デバイス性能に限界を与えている物理的メカニズムを理解する上で、また、その性能の正確なシミュレーションを行う上で、必要になってきている。これらの測定を行うことができる計測機器の製品の中には、最近では 750GHz まで対応可能なものもある。しかしそのような計測機器は、寄生成分を含んだ測定結果からデバイスパラメータを抽出するための標準的な手法が確立されるほど十分長くは使われていない。コンセンサスの形成と、標準的な手法の確立が必要である。50GHz 以下に限っても、コンセンサスはせいぜい限定的であり、標準的な手法は存在しない。50GHz 以上での製品の測定は、実質的には行われていない。

測定と標準化に最も必要とされるものとしては次のようなものがある：

- 1) 小信号の測定、測定装置、方法論におけるダイナミックレンジの改善。
- 2) ミリ波帯のノイズ性能評価における測定方法、測定装置の改善。200 GHz 以上でのノイズソースで、現在のところ使えるものはない。
- 3) ミリ波周波数での大信号のネットワーク解析。これにより、設計者は、動作中の非線形デバイス内部の電圧と電流を見ることができ、大信号モデルを開発することができ、そのモデルを用いて、効率と線形性を同時に最適化することができる。
- 4)規格化された変調方式に対応したより良い測定装置。

5.2 他の TWG との議論

我々は、今年、アセンブリ&パッケージング TWG と交流し、受動素子の対象範囲をより明確にした。また、MEMS TWG の発足の手助けを行った。システム・ドライバ TWG とは実りあるやり取りを行い、システム・ドライバの章のミックスドシグナルドライバのセクションの改訂に関わった。このことにより、我々は初めて、特定技術の特定アプリケーションへの適合性に対して、いくつかのコメントを行うことができた。

5.3 新探究素子・材料の今後の影響

新探究素子(Emerging Research Devices)と新探究材料(Emerging Research Materials)のグループは、ITRS の”More than Moore”(MtM)の分野における新デバイスや新材料の RF 応用に関連して、将来の RF トランシーバーというコンセプトを掲げている。2011 年の ITRS 夏会議において、彼らはトランジスタ、ミキサー、局部発振器、共振器などの RF トランシーバー機能を実現する将来の候補として、次の三つの新技術を挙げた。

- 1) ナノワイヤゲートを用いて作製したサブ 100nm グラフェン RF FET トランジスタは、THz のカットオフ周波数を有する可能性がある。グラフェン中のキャリアのフェルミ速度が高いことにより、チャンネル中のドリフト速度は、約 $4 \times 10^7 \text{cm/s}$ と高くなる。例えば、チャンネル長 70nm のグラフェン RF FET のカットオフ周波数 f_t は、およそ 1THz になりうる。そのようなトランジスタは、ローノイズアンプやミキサーに応用される可能性がある。
- 2) ナノメータサイズのスピントルク発振器(STO)は、位相雑音が低く、さらに外部磁場やスピントルク電流、磁性材料・構造により、周波数を 0.1GHz から 40GHz を超える範囲でチューニングできる可能性がある。

- 3) MEMS デバイスで作られた共振器 (nano-resonator) は、高い Q 値を持ち根本的にチューナブルな RF フィルターに使われることが期待される。このアプリケーションの対象となる材料としては、シリコンナノワイヤー、III-V 族化合物半導体ナノワイヤー、カーボンナノチューブ、グラフェンなどがある。

5.4 アナログ分野における課題/トピックス

今年、ITRS はアナログ技術の対象範囲を広げるために、Semiconductor Industry Association (SIA) から課題を提供してもらった。それによって、技術要求を定めるときに考慮すべきアプリケーションドライバについての視野を広げることができた。これらのアプリケーションは 0 から 300GHz という周波数範囲にわたるものであり、図 RFAMS1 に示した。この章は、テクノロジー毎に再編成されており、それぞれのセクションは、特定のテクノロジーによって作られる、それらのアプリケーションについて言及している。システム・ドライバの章のミックスドシグナルドライバのセクションに記されているように、我々は五つのタイプの回路について考察した。さらに我々は、電圧レギュレータ、オペアンプ、電流源などの一般的なアナログ回路も考察した。対象領域について専門的な知識をもった新メンバーにより、これらの新領域へ対象範囲を広げることができた。逆に言えば、我々が取り扱うことができるアナログ技術の範囲は、その分野の専門家が参加しているか否かで限定されてしまった。さらに新しいアナログ技術の領域の追加を望む読者がいましたら、ボランティアとしてこの活動に参加されることを強く奨励します。

5.5 RF MEMS 構造

新しい ITRS MEMS の章には、RF MEMS 共振器やキャパシティブスイッチ、バラクタについての困難な課題や技術要求のセクションが含まれており、通信のための RF&AMS 技術に関連する課題について、より詳しい議論が行われている。RF MEMS メタルコンタクトスイッチは含まれていない。

RF MEMS デバイスは、圧電薄膜共振器 (FBAR) や表面弾性波 (SAW) 共振器、キャパシティブスイッチ、メタルコンタクトスイッチを含むのみならず、センサー (例えば加速度センサーやジャイロスコープ)、マイクロフォン、表示デバイスなど、RF 製品に機能性を付加するその他の MEMS デバイスも含む。これらの MEMS 加速度センサー、ジャイロスコープ、マイクロフォン、表示デバイスは、2010 年 iNEMI の MEMS の章で議論されているが、ITRS の MEMS の章では、(RF&AMS 技術としては)議論されていない。このような理由から、これらは RF&AMS の章では議論しない。一般に、上記の四種類のデバイスは、例えば FBAR フィルターがボードやマザーチップに搭載されたり、Si MEMS 発振器が既存ソケット内の水晶の部分置き換えたりするように、無線通信の製品の中に個別デバイスとして使われているのを見たり、こちらから見ることもできるであろう。MEMS の機能が CMOS, BiCMOS, バイポーラなどの半導体のチップに集積化されたとき、RF MEMS デバイスが大量に生産されるようになることが、しばしば起きる。この集積化のタイミングは、コストによって牽引されるであろう。それまでは、市場への初期導入が次の順番で起きる: 1) 優位性のある個別チップ (例えば FBAR デバイス)、2) IC への上または下への組み込み (例えばバリアブルキャパシタ)、3) 半導体チップへのモノリシック集積化。これによりカスタマイズされた MEMS のパッケージングを取り除き材料費を低減するとともに、集積化と低コスト化により新しいアプリケーションが開かれる可能性がある。

6. その他の考察

6.1 国際規格と関連する測定手法

MEMS や NEMS のようなナノ電子技術により可能となる、高機能、高性能な革新的 RF&AMS 製品を大量に製造するという競争が世界的に激しくなっている。なぜなら、国は自国の経済を強め市民の新規雇用を

創出したいし、企業は最新の技術を用いた高付加価値デバイスを真っ先に投入して市場のシェアと利益を高めたいからである。研究から、開発、初期展開、大量の商品化、耐用年数が経過した後のリサイクルと廃棄処分まで、RF&AMS 革新におけるあらゆる段階において、国際規格とそれに関連する計測手法は、革新を成功へと導く重要な鍵となる。ITRS のロードマップ活動に貢献する人達は、工学、科学において非常に優れており、もし規格化によって、このような最善の利用可能な工学と科学を組み合わせることができるのであれば、規格化は、より効率的に革新を押し進め、技術の実用化を成功させるきっかけとなるであろう。規格化は、相互利用が可能であることを保証し、さまざまな設計に費やされる時間を低減する。そのことにより、エンジニアのリソースを、真に差異化要因となる技術革新に向けることができる。また規格化がビジネスモデルとその結果に大きく作用することも同様に重要である。ITRS のロードマップに貢献する人達は、国際規格化とそれを支える測定手法に貢献する重要なスキルも持っている。規格化の活動を通して、国際規格化とそれを支える測定手法は、ITRS の目標とロードマップに、より整合したものになることが期待される。

規格化とそれに関連する測定インフラを確立するために、そして技術障壁、特にITRSでナノ電子技術(nano-electrotechnologies)と呼ぶ技術に関する障壁を乗り越えるのに必要な科学・工学の基盤を十分確保するために、半導体メーカー、貿易協会、研究開発機関、国の計量機関、国際規格化や技術ロードマップに関わる団体など、さまざまな組織を巻き込んだコラボレーションが必要である。そのようなコラボレーションにより、次世代材料(ERM)、デバイス(ERD)、適切なアセンブリ&パッケージングの開発とそれに続く製造を成功させることが可能となる。例えば、国際電気標準会議(IEC: International Electro-technical Commission)のナノ電子技術に関する技術委員会 113(TC113: Technical Committee 113)は、国際規格のコミュニティーが常に強い関心を持つように他の組織とのコラボレーションを行って、IECのナノ電子技術に関する規格化を実現させる、という大きな目標を持っている。TC113 のタイトルは、「電気・電子機器とシステムについてのナノテクノロジーの規格化(Nanotechnology standardization for electrical and electronic products and system)」である。TC113 はナノエレクトロニクスを含むナノ電子技術の規格化の国際ロードマップを作成している。IEC TC 113 の詳しい情報は、<http://www.iec.ch>> Quick links > List of Technical Committees > TC 113 で見ることができる。

“規格化は革新的な製品と新規市場の創出を可能にする。”

— Patrick Gallagher, NIST Director, November 2009

7. 結び

ここでは、RF&AMS 技術の多くに共通な動向について述べる。これらの動向は、今後 RF&AMS の章の改訂を進める上での枠組みを提供する。

移動体ミリ波通信を用いた網目状ネットワークはスペクトラムクラッシュ(周波数帯域の不足)を解消させる非常に有望な解決方法であり、そのためミリ波帯の移動体用デバイスについて多くの探究的な仕事が行われている。今後の RF&AMS の章の改訂では、網目状ネットワークを支える技術が、より多く含まれることになるだろう。この将来性のあるアプリケーションは、多くの人に、RFIC の聖杯と考えられている。特にシリコン RFIC は、コストを低減し、商業的なアプリケーションをより現実に近づけるため、そのように考えられている。その目標への道のりはまだまだ長いですが、以下に示すように、その目標達成の手助けとなる幾つかの革新的な仕事がある。

- 1) InP や GaN とシリコンを組み合わせることにより両方の利点を活かし、従来に比べより効率的なアンプ構成で、出力パワーを改善した積層デバイス。

- 2) 固有の非線形性をシリコンのデジタル信号処理を用いて線形にしているが効率のよい送信機。
- 3) シリコンの信号処理の電力を最大限活用し、アンテナサイズを小さくし、高いマルチパスやフェージングによって特徴付けられるチャネルへの接続性を確保した MIMO。

7.1 CMOS

今年の CMOS ロードマップでは、PIDS の章で示されている高性能版 (HP) と低待機電力版 (LSTP) のトランジスタの RF&アナログ性能をより正確に反映させるよう試みた。PIDS が三種類の CMOS トランジスタ構造のオプションを提供しているところでは、時間的にも重なるようにして同じオプションを反映させた。

システム・ドライバの章で示されている回路レベルの性能指数 (FOM) のうちの二つをここで考察する。これらの値はトランジスタレベルの性能指数から見積もることができる。まず、LNA の性能指数の上限から、CMOS, SiGe HS-NPN, InP HEMT の性能の潜在能力を比較することができる。図 RFAMS6 は、CMOS は、SiGe や III-V 族のトランジスタと比較したとき、60GHz LNA のデバイスとして、だいたい同じくらい適していることを示している。

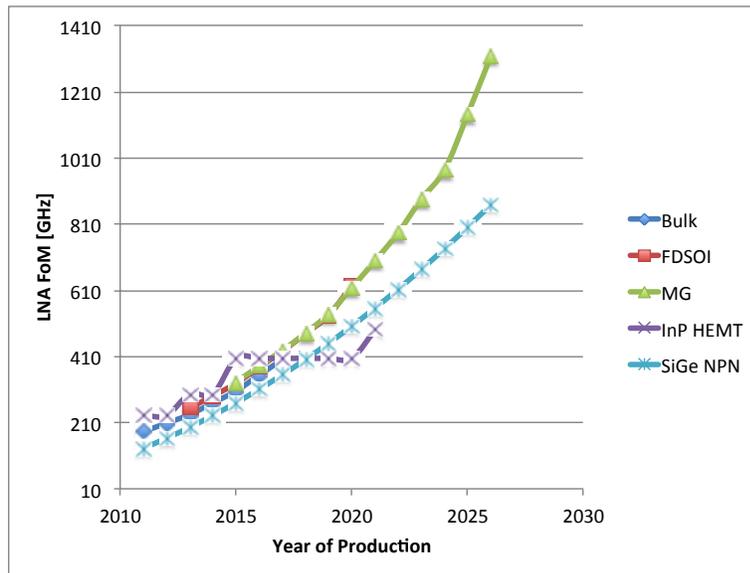


Figure RFAMS6 LNA Performance comparing CMOS, SiGe and InP Transistor Roadmaps

パワーアンプを考察すると、また違った結果となる。パワーアンプの性能指数は、システム・ドライバの章に示されているように、デバイスの性能指数から見積もることができる。図 RFAMS7 の技術比較は、CMOS に比べ InP や特に GaN HEMT がはっきりと有利であることを示している。さらに SiGe NPN も GaN HEMT と同じ程度に良好な性能であることが示されている。読者は、これらの性能指数が全体像を与えているわけではないことに注意しなければならない。例えば、これらの性能指数では、前提とする出力パワーを達成するために必要な負荷抵抗は、Si デバイスではきわめて低くなり、設計上、非現実なものであることが無視されている。

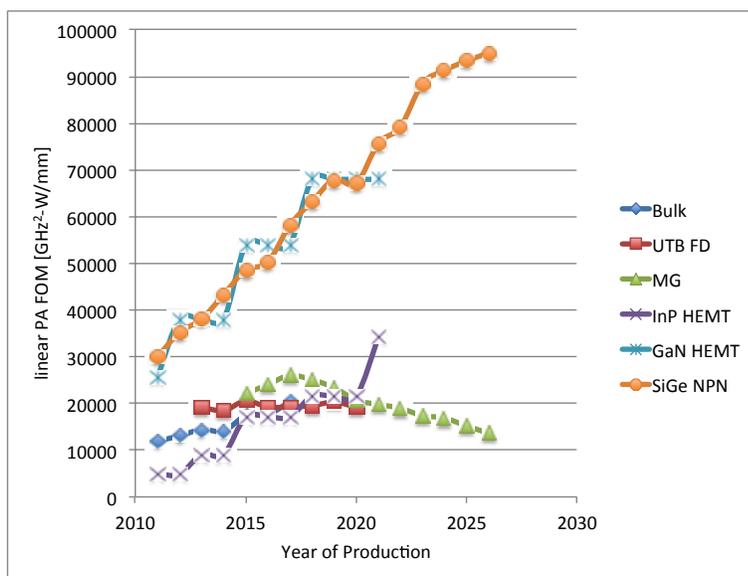


Figure RFAMS7 PA Performance comparing CMOS, with InP and GaN HEMT Transistor Roadmaps

PA 応用に対する CMOS の性能は、スケールが進むにつれ劇的に落ちると予測されている。これは、帯域が高くなったとしてもトランジスタの利得は低周波の値で制限されていることを、際立たせている。特定のアプリケーションに対して、CMOS が他のデバイス技術に比べて適しているかどうかは、性能のみならず、コストや集積レベルなど他の要因にも依存する。

7.2 バイポーラおよび BiCMOS デバイス

Si バイポーラと BiCMOS のロードマップが直面している技術的な課題は多岐にわたり、新しい構造の開発と先端 CMOS との集積化に焦点を合わせている NPN トランジスタと、縦方向プロファイルの制御と NPN トランジスタとの集積化に焦点を合わせている PNP トランジスタでは、課題が異なる。これらの課題は、 f_T , f_{max} と耐圧とのトレードオフのようなそれぞれの性能の進展に強い影響を与えるかもしれない。しかしこれらの課題は、おそらく、今後の展開に対する主たる阻害要因とはならないであろう。実際のところ、ロードマップのペースは、市場により牽引されており、また、そうあるべきである。この点で、例えば高速 NPN BiCMOS 技術の開発は、新興のミリ波市場と結びついている。これらの市場に関する大きさを、今日、見積もることは難しい。なぜなら、第一にこれらは新しいアプリケーションであり、その発展は市場の成功の度合に依り、第二にこれらの市場の幾つか、そしておそらく多くは、CMOS 技術によってカバーされるかもしれないからである。しかし、十分なボリュームを持つ市場が、新技術の発展を押し進めることは間違いない。

7.3 III-V 族化合物半導体[バイポーラおよび電界効果型トランジスタ(FET)]

優れた輸送特性と高い絶縁破壊電界により、III-V 族化合物半導体を用いたデバイスは、1)コストよりも性能により牽引されるアプリケーション、2)広いダイナミックレンジや低雑音指数などシリコン技術が要求性能を満たすことができないアプリケーションなど、ニッチな市場に使われ続けるであろう。携帯電話 PA 用 InGaP HBT、基地局 PA 用 GaN HEMT、ミリ波やサブミリ波トランシーバー用の InP HEMT と HBT は、これらの例である。化合物半導体は、ゲート長のスケールと、より重要なことであるが、エピ技術やバンドギャップエンジニアリングによって進展し続けるであろう。そして時が経つにつれ、III-V デバイスは、(異種デバイスの集積

化:heterogeneous integration により)Si 技術と結びつき、機能上最適なものを連結させた SoC が生み出されるであろう。

7.4 オンチップ受動素子

今年、オンチップ受動素子の課題と技術要求を言及するに止めた。アセンブリ&パッケージングの章では、オフチップ受動素子、エンベデッド受動素子を取り扱っている。我々は、キャパシタ、抵抗、インダクタ、バラクタなど、30GHz 以下の周波数で動作するアプリケーションに主に用いられる集中定数的なデバイスについて言及した。我々は、30GHz 以上の周波数で動作するアプリケーションに主に用いられる、伝送線路に基づいた分布定数的なデバイスの取り扱いも開始した。

7.5 高電圧 MOS

このテクノロジーは、我々がアナログ技術の対象範囲を広げたことにより、今年初めて ITRS で取り扱われている。製品化される高電圧 MOS 技術のすべてを、我々のロードマップで捉えることはできていない。我々が取り扱う範囲は、その分野の知識をもっているメンバーの寄与の度合いによって限定された。関心のある読者は、このロードマップを拡大・改善するために、ボランティアとして参加されることを奨励します。

8. REFERENCES

- [1] H. S. Bennett, R. Brederlow, J. Costa, P. Cottrell, M. Huang, A. A. Immorlica, J.-E. Mueller, M. Racanelli, H. Shichijo, C. E. Weitzel, and B. Zhao, "Invited paper, Device and Technology Evolution for Si-Based RF Integrated Circuits: Critical Figures of Merit," *IEEE Transactions on Electron Devices - Special Issue on Integrated Circuit Technologies for RF Circuit Applications*, Vol. 52, No. 7, July 2005, pp. 1235 - 1258.
- [2] I. Gresham, A. Jenkins, R. Egri, C. Eswarappa, N. Kinayman, N. Jain, R. Anderson, F. Kolak, R. Wohlert, S.P. Bawell, J. Bennett, J.-P. Lanteri, "Ultra-wideband radar sensors for short-range vehicular applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 9, Sept. 2004, pp. 2105 - 2122.
- [3] U.R. Pfeiffer, E. Ojefors, A. Lisauskas, H.G. Roskos, "Opportunities for silicon at mmWave and Terahertz frequencies," *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting Proceedings.*, 2008, pp. 149 - 156.
- [4] D.M. Monticelli, "The Future of Complementary Bipolar," *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting Proceedings*, 2004, pp. 21 - 25.
- [5] K. Nellis, P.J. Zampardi, "A comparison of linear handset power amplifiers in different bipolar technologies," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 39, No. 10, Oct. 2004, pp. 1746 - 1754.
- [6] T. Hook, et al., "High-performance logic and high-gain analog CMOS transistors formed by a shadow-mask technique with a single implant step," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 49, No. 9, Sept. 2002, pp. 1623 -1627..
- [7] E. Morifuji, et al., "Future perspective and scaling down roadmap for RF CMOS," *IEEE VLSI Circuits*, 1999, pp. 163-164.
- [8] A. Cathignol, et al., "Quantitative Evaluation of Statistical Variability Sources in a 45-nm Technological Node LP N-MOSFET", *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 29, No. 6, June 2008, p.609.
- [9] O. Weber, et al., "High immunity to threshold voltage variability in undoped ultra-thin FDSOI MOSFETs and its physical understanding", *Electron Devices Meeting Technical Digest*, 2008, pp. 245-248.
- [10] R. Groves, J. Wang, L. Wagner, A. Wan, "Quantitative Analysis of Errors in On-Wafer S-Parameter De-embedding Techniques for High Frequency Device Modeling", *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting Proceedings*, 2006, pp. 92 - 95.
- [11] F. Pourchon, C. Raya, N. Derrier, P. Chevalier, D. Gloria, S. Pruvost, D. Céli, "From Measurement to Intrinsic Device Characteristics: Test Structures and Parasitic Determination", *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting Proceedings*, 2008, pp. 232-239.
- [12] P. Gammel, "Power Amplifiers design considerations for WLAN", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Workshop WSA*, June 2009

[13] A. Valdes-Garcia, S. Reynolds, and J. Plouchart, “60 GHz transmitter circuits in 65nm CMOS,” *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Proceedings*, 2008, pp. 641-644, Digital Object Identifier 10.1109/RFIC.2008.4561519. And references therein.

[14] A. Joseph, et. al., “0.35 μm SiGe BiCMOS technology for power amplifier applications”, *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting Proceedings*, Oct. 2007, pp. 198-201

9. 謝辞

我々は、この 2011 年版 RF and AMS の章の技術要求テーブルや文章のため、調査を手伝った多くの協力者に感謝します。また、其々の務める機関の支援に対して感謝します。これらの支援や資金がなければ、この 2011 年版の RF and AMS の章は、ありえなかったものと思います。