

InGaAs 系 HEMT を用いた分布発振器の設計

7312639 瀬川 智子

1. はじめに

近年、テラヘルツ波の研究が盛んに行われている。テラヘルツ波とは、電波と光の中間領域に位置する電磁波である。これまでテラヘルツ波は、良い光源がなかったことと、良い検出器がなかったために未開拓と領域されて、あまり利用されてこなかった。しかし、近年技術の発達によって、研究開発が進み注目を集めている。

テラヘルツ波は、物質をよく透過する、物質固有の吸収スペクトルをもつ、X線と比較して波長が長く人体に安全、半導体不純物への感度が高い、水と氷で吸収差があるといった他の電磁波周波数帯にない独特な特徴がある。

そのため、集積回路の欠陥検査、郵便物中の危険物検査、皮膚がんの診断、空港やビルにおける爆弾・セラミックナインなどの危険物検査、スペースシャトルの外壁タイトルの検査、遮蔽空間内の好感度有毒ガス検出、壁内部の腐食や亀裂などの診断、医薬錠剤の多層コートなどの品質検査、病院で渡される包装屋久の誤成分チェック、薬品工場での異種錠剤混入検査、青果物の品質評価、などへの応用が期待されている[1]。

現在、テラヘルツ波を発生させる方法としてレーザーを用いた発振器がある。しかし、レーザーは大型で高価格という問題があるため、小型で低価格な電子回路で発生させることが望ましい。

本稿では、常温で最高速のトランジスタである InGaAs 系 HEMT[2]-[4]を用い、分布発振器[5]-[7]の設計を行った。そして、従来の集中定数設計による LC 発振器の周波数限界を超えるために提案された分布発振器を構成することにより、発振周波数と出力電力のトレードオフの改善検討を行った。

2. 発振器の構成

発振器の構成を図 1 に示す。一般に、発振器は増幅器の出力をフィルタを通して入力に帰還させることにより構成される。増幅器で利得が 1 以上の周波数が発振器にした際に発振可能な周波数となる。発振周波数はフィルタで選択することで、所望の値を得る。設計の手順としては、まず増幅器を設計し、その後発振器を設計する。

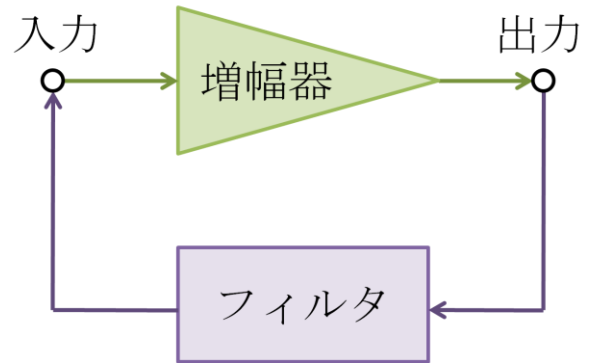


図 1 発振器の概略図

本稿では、コルピッツ発振器と分布発振器の設計を行った。分布発振器の設計にあたっては、まず分布定数増幅器を設計し、その後発振器を設計した。また、コルピッツ発振器は従来の発振器として、分布発振器との比較のために設計した。

3. コルピッツ発振器

3. 1. コルピッツ発振器の設計

設計したコルピッツ発振器を図 2 に示す。トランジスタは InGaAs 系 HEMT を用いている。インダクタンス L は一定とし、静電容量 C の 2 乗をゲート幅に比例させた。また、負荷抵抗 R_L は出力電力が最大となる最適な値を用いた。

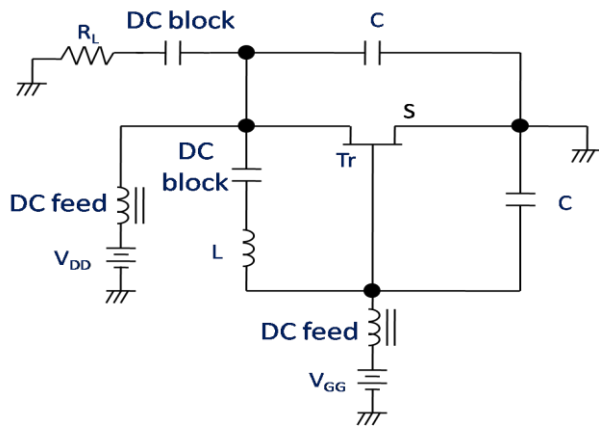


図2 コルピッツ発振器

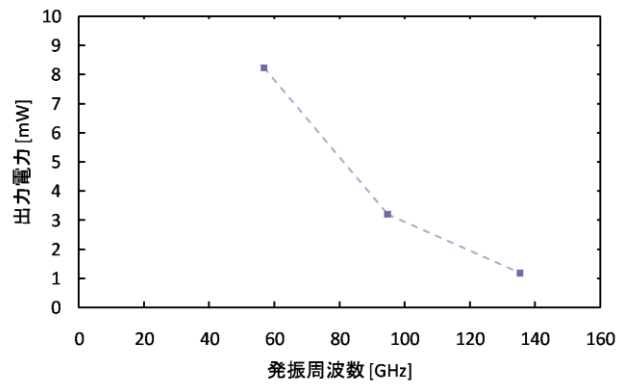


図3 コルピッツ発振器における
発振周波数と出力電力の関係

3. 2. 出力電力の評価

図2の回路についてゲート幅を変化させた7通りの回路についてそれぞれハーモニックバランス(以下 HB)シミュレーションをし、出力電力の評価を行った。各回路共通のシミュレーション諸元を表1に、ゲート幅に応じて変化するシミュレーション諸元を表2に、シミュレーション結果を図3に示す。図3から、最大発振周波数135GHzで出力電力1.2mWが得られることが分かる。

表1 各回路共通のシミュレーション諸元

バイアス	V _{GG}	-0.4V
	V _{DD}	0.9V
トランジスタ Tr	InGaAs 系 HEMT (ゲート長 80nm)	

表2 シミュレーション諸元

トランジスタのゲート幅[μm] (フィンガー数)	インダクタンス L[nH]	静電容量 C[fF]	負荷抵抗 R _L [Ω]
100(2)	100	100	34
50(2)		25	88
28.6(2)		8.2	226

4. 分布定数増幅器

4. 1. 分布定数増幅器の原理

分布定数増幅器の構造の一部を図4に示す。トランジスタのゲート側とドレイン側にそれぞれLを接続したものを1単位(以下1段)とし、これをいくつも並列に繋げることで構成される。このとき、トランジスタの寄生容量を分布定数線路のCとみなすことができる。そのため、1段当たりのトランジスタのゲート幅を小さくすると、寄生容量が減少し、式(1)から分かるように遮断周波数 f_c は大きくなる。従って、分布定数増幅器の利得の周波数帯域は非常に広帯域となり、発振器にした際に非常に高い発振周波数を得ることができる。

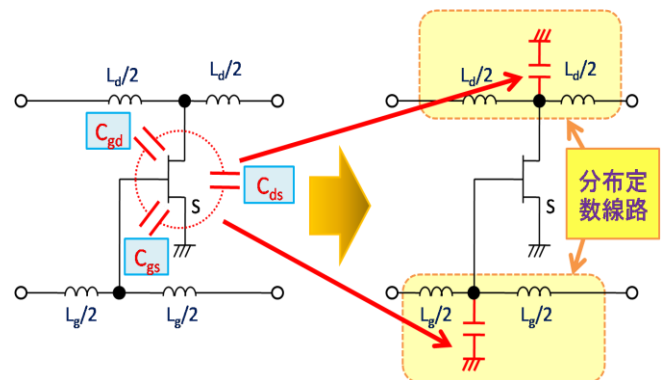


図4 分布定数増幅器の構造

$$f_c = 1/2\pi\sqrt{L_g C_g} \dots (1)$$

4. 2. 分布定数増幅器の設計

設計した分布定数増幅器の回路図を図 5 に示す. コルピッツ発振器と同様に, トランジスタは InGaAs 系 HEMT を用いている. 実際の回路は, 図 5 の点線で囲った部分を複数接続している. 本設計では回路全体のゲート幅の合計を段数に関わらず一定の値とした. これにより, 1 段当たりのトランジスタのゲート幅を小さくしても, 発振器において高い出力電力を得ることができる. また, トランジスタの段間には L を挿入し分布定数線路を構成している. これにより, カスコード接続トランジスタの段間のカットオフ周波数を高め, 分布定数増幅器の利得の周波数帯域を延ばしている. さらに, トランジスタの分割数を増やすと寄生容量が小さくなる. このとき, 伝播定数を一定とするため, 段間に挿入するインダクタを寄生容量に比例して小さくし, 遮断周波数 f_c を大きくしている. 加えて, ドレイン側の静電容量 C_d については, 入力側から見た容量と出力側から見た容量を等しくするために挿入している.

図 5 の回路におけるインダクタンス L_g, L_d, L_i , 静電容量 C_d に関しては, V_{in}, V_{out} で反射係数が 0 となる条件で最適化を行った.

4. 3. 利得の評価

図 5 の回路について S パラメータシミュレーションを行い, 利得の評価を行った. 5 段, 10 段, 20 段の 3 種類の分布定数増幅器を設計し, それぞれについてシミュレーションを行った.

シミュレーション諸元を表 3 に, シミュレーション結果を表 2 にそれぞれ示す. 表 4 から分かるように, 段間に分布定数線路を形成した方が増幅器が利得を持つ帯域が広がる. さらに, 段数を増やしたほうが帯域が広がっており, 20 段の分布定数増幅器で最大で 193GHz の周波数で利得が得られることが分かる.

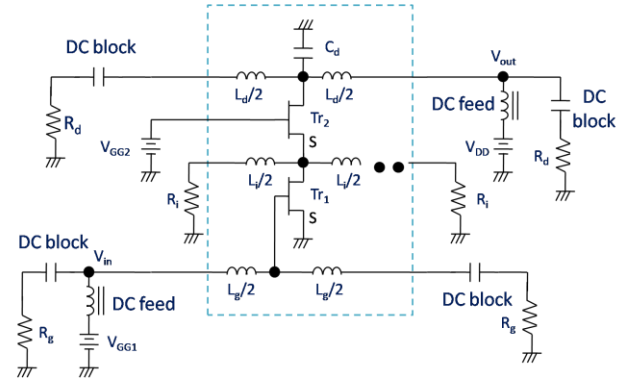


図 5 分布定数増幅器の回路図

表 3 シミュレーション諸元

(トランジスタの総ゲート幅: 500 μ m)

段数		5	10	20
バイアス	V_{GG1}	-0.4V		
	V_{GG2}	0.5V		
	V_{DD}	1.8V		
トランジスタ Tr_1, Tr_2		InGaAs 系 HEMT (ゲート長 80nm)		
負荷抵抗 R_g, R_d, R_i		50 Ω		
1 段当たりのトランジスタのゲート幅 [μ m]		100	50	25
	(フィンガー数)	(2)	(2)	(2)
インダクタンス L_g, L_d [nH]		0.26	0.15	0.069
インダクタンス L_i [nH]		0.27	0.085	0.05
静電容量 C_d [fF]		58	28	16

表 4 利得と周波数の関係

段数		5	10	20
増幅器の利得が 0 dB になる周波数 [GHz]	L_i 無し	60	104	154
	L_i 有り	62	115	193

5. 分布発振器

5. 1. 分布発振器の設計

設計した分布発振器を図 6 及び図 7 に示す。図 6 の回路ではドレイン側のループ部分である V_{out1} で電力を取り出し、図 7 の回路ではゲート側の V_{out2} で電力を取り出せるように設計した。設計方法としては、図 5 の増幅器の出力をバンドパスフィルタを通して入力に帰還させて構成している。バンドパスフィルタで周波数帯域内から周回の位相が 2π の整数倍となる周波数を選択し、発振周波数を得ている。ここで、周波数帯域内にも関わらず発振しない周波数で発振させるために、出力側と BPF の間に遅延として 50Ω の伝送線路を挿入した。また、図 6 において、電力を取り出す回路によって整合性を失わないために、ループ部分と V_{out1} の分岐点に電力を半分にする hybrid を用いた。

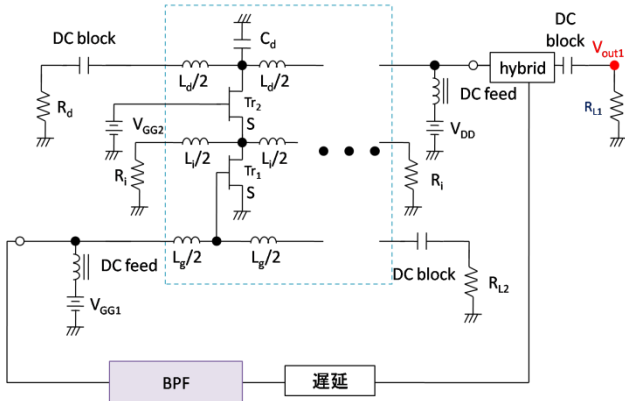


図 6 電力を V_{out1} から取り出す分布発振器

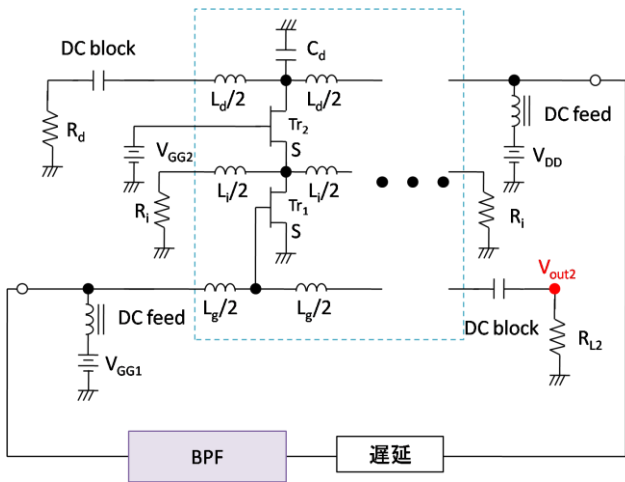


図 7 電力を V_{out2} から取り出す分布発振器

5. 2. 出力電力の評価

図 6 の回路について、増幅器の時と同様に 5 段、10 段、20 段の 3 通りで発振周波数に対する出力電力の評価を行った。BPF の中心周波数が発振周波数となる。そのため、BPF の中心周波数の値を変化させ、その時の出力電力を HB シミュレーションにより求めた。遅延は各回路の最大発振周波数から求めた周期をそれぞれの最大値として、複数の値でシミュレーションを行った。

シミュレーション諸元を表 5 に、 V_{out1} における出力電力を図 8 に、 V_{out2} における出力電力を図 9 に示す。図 8, 9 から分かるように、低い周波数では V_{out2} の方が出力電力が出ているが、高い周波数では V_{out1} の方が出力電力が高くなっている。従って、コルピッツとの比較には V_{out1} を用いる。

表 5 シミュレーション諸元

段数		5	10	20
バイアス	V_{GG1}	-0.4V		
	V_{GG2}	0.5V		
	V_{DD}	1.8V		
トランジスタ Tr_1, Tr_2		InGaAs 系 HEMT (ゲート長 80nm)		
負荷抵抗 R_g, R_i, R_{L1}, R_{L2}		50 Ω		
1 段当たりのトランジスタ のゲート幅 [μm] (フィンガー数)		100 (2)	50 (2)	25 (2)
	インダクタンス L_g, L_d [nH]	0.26	0.15	0.069
インダクタンス L_i [nH]		0.27	0.085	0.05
静電容量 C_d [fF]		58	28	16
BPF	-3dB 帯域幅	0.5GHz		
	-20dB 帯域幅	3GHz		

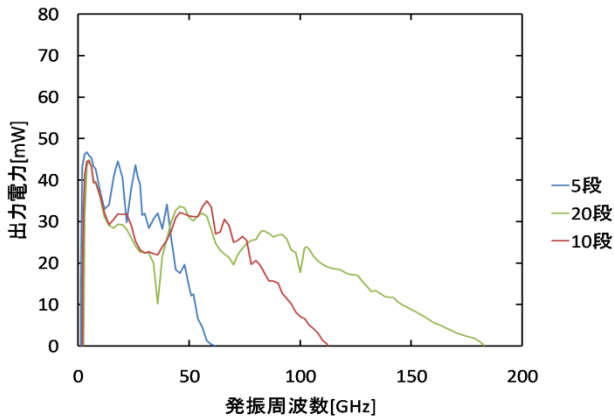


図8 分布発振器 V_{out1} の出力電力

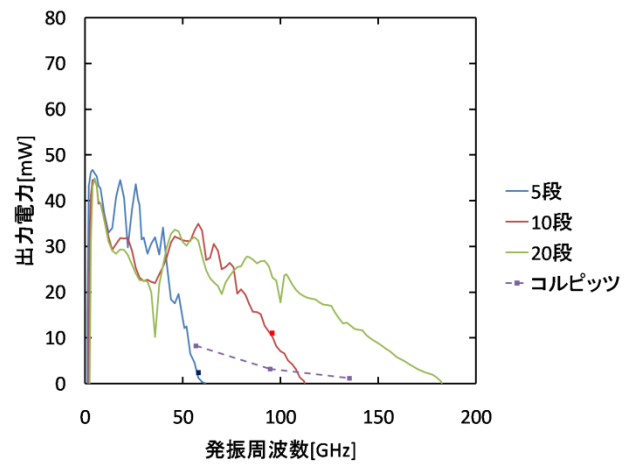


図10 分布発振器 V_{out1} とコルピッツ発振器の出力電力の比較

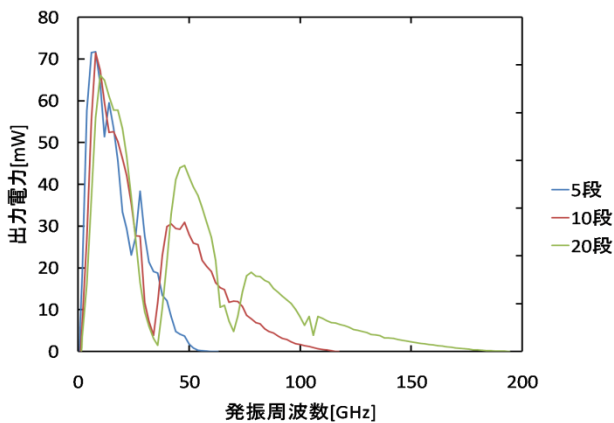


図9 分布発振器 V_{out2} の出力電力

6. 分布発振器とコルピッツ発振器の比較

分布発振器 V_{out1} とコルピッツ発振器の比較をそれぞれ図10に示す。図10において、50GHz付近、100GHz付近のコルピッツ発振器のゲート幅はそれぞれ5、10段の分布発振器と同じ $50\mu\text{m} \times 2\text{finger}$ 、 $25\mu\text{m} \times 2\text{finger}$ となっている。また、135GHz付近のコルピッツ発振器のゲート幅は $14.3\mu\text{m} \times 2\text{finger}$ となっている。この値は20段のゲート幅 $12.5\mu\text{m} \times 2\text{finger}$ とは異なるが、コルピッツ発振器ではこれ以下のゲート幅で発振しなかったためである。

図10において、周波数が高くなるほど、分布発振器の方が高い出力電力が得られていることが分かる。

7. まとめ

本研究では、高周波発振回路として InGaAs 系 HEMT を用いた分布発振器を設計するとともに、出力電力の評価を行った。本回路では、ゲート幅の合計値を段数に関わらず一定とすることで、高い周波数でも高出力電力を得ることができた。さらに、カスコード接続トランジスタの段間にインダクタンスを挿入し伝送線路を構成することで、遮断周波数の値を大きくした。これにより、最大発振周波数の値を大きくした。その結果、分布発振器において最大発振周波数 182GHz、出力電力 0.5mW が得られた。

謝辞

本研究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、アジレント・テクノロジー株式会社の協力で行われたものである。また、本研究は東北大学電気通信研究所における共同プロジェクト研究により行われた。

文献

- [1] 斗内政吉, “テラヘルツ技術”, オーム社, 2006.
- [2] Lai, R, X. B. Mei, W. R. Deal, W. Yoshida, Y. M. Kim, P. H. Liu, J. Lee, J. Uyeda, V. Radisic, M. Lange, T. Gaier, L. Samoska, A. Fung, “Sub 50

nm InP HEMT Device with Fmax Greater than 1 THz,” IEDM 2007, pp. 609-611, Dec. 2007.

- [3] K. Akagawa, S. Fukuda, T. Suemitsu, T. Otsuji, H. Yokohama, and G. Araki, “Impact of T-gate electrode on gate capacitance in In_{0.7}Ga_{0.3}As HEMTs,” Phys. Status Solidi C, Vol. 8, No. 2, pp. 300-302, 2011.
- [4] T. Yoshida, K. Kobayashi, T. Otsuji, and T. Suemitsu, “InGaAs HEMTs with T-gate electrodes formed by multi-layer SiCN molds,” Phys. Status Solido C, Vol. 10, No. 5, pp. 773-776, 2013.
- [5] Z. Skvor, S. R. Saunders, C. S. Aitchison, “Novel decade electronically tunable microwave oscillator based on the distributed amplifier,” Electronics Letters, Vol. 28, pp.1647-1648, Aug. 1992.
- [6] L. Divina, and Z. Skvor, “The Distributed Oscillator At 4GHz,” IEEE Transactions on, Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, No. 12, pp. 2240-2243, Dec. 1998.
- [7] B. Kleveland, C. H. Diaz, D. Vock, L. Madden, T. H. Lee, S. S. Wong, “Monolithic CMOS distributed amplifier and oscillator,” ISSCC 1999, pp. 70-71, Feb. 1999.

本研究に対する学会発表など

(A) 学会大会等の口頭発表・ポスター発表

瀬川 智子, 小山 雅史, ○榎田 洋太郎, 吉田 智洋, 末光 哲也 「InGaAs系 HEMT を用いた分布発振器の設計」電気情報通信学会 IEICE 大会, 2013年9月

瀬川 智子, 小山 雅史, ○榎田 洋太郎 「InGaAs系 HEMT を用いた分布発振器の設計」東北大学電気通信研究所平成 25 年度共同プロジェクト研究発表会, 2014年2月