

見本

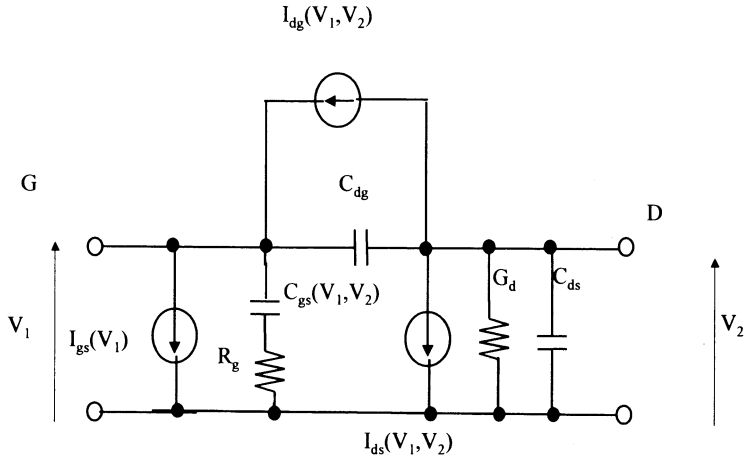


図 4-13 真性部 GaAsFET の大信号等価回路モデル

4.1.4 ロードプルによる最適負荷インピーダンスの実現

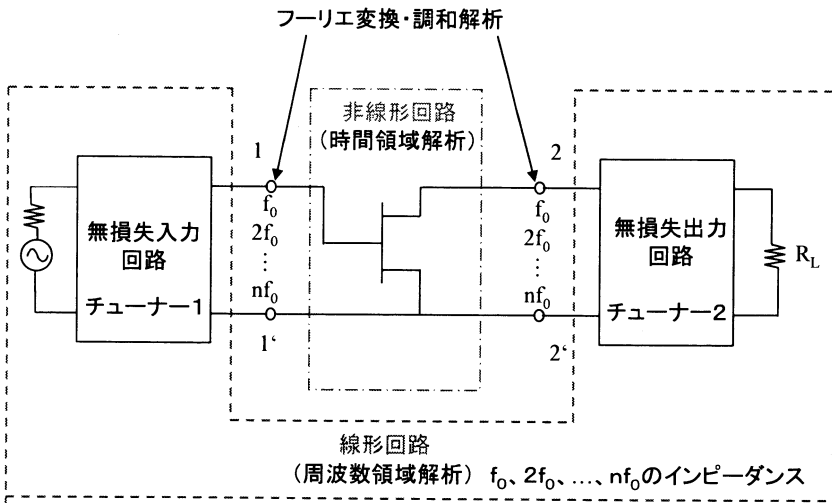


図 4-15 非線形動作を伴う増幅器の動作と解析

見本

トランジスタのゲート電極と信号源インピーダンスとの間に無損失入力回路を設け、さらにドレイン電極と負荷抵抗との間に無損失出力回路を設けた状態で入力信号レベルを増大させることを考える。先ず、入力信号レベルが十分に小さくトランジスタが線形回路として取り扱える場合には、図 4-5 と同様に入力回路および出力回路を共役インピーダンス整合回路としたときに最も大きな電力利得が得られる。しかしながら入力信号レベルを上昇させてゆくと、トランジスタは大信号動作状態に入り基本波成分以外に高調波成分も発生させる。このため回路の状態は基本波成分だけでなく高調波成分も含めた形で考えなくてはならずもはや単一周波数のみでの共役インピーダンス整合の概念は適用できない。この増幅器では、図 4-15 に示すように非線形動作するトランジスタ部分と、線形動作をする入出力受動回路部分との 2 領域に分けることができる。シミュレーションによる回路解析的においても、実験による回路解析においても類似の手法により非線形動作を伴う増幅器を取り扱える。このような系での解析に一般的に使用されるハーモニックバランスシミュレーション (Harmonic Balance Simulation) では、非線形回路であるトランジスタ部分を時間領域で瞬時周期関数として表し、さらに線形回路部分を周波数領域の定常解であるインピーダンス関数で表し、両者の接続部をフーリエ級数成分を用いた調和解析を行う。接続部において自己矛盾しない電流、電圧の各周波数成分を求めることになり、接続部での誤差関数を許容値以内に収めるまで計算を繰り返す。

一方実験によりこのような動作状態を記述する方法としてはロードプル測定 (Load Pull Measurement) がある。ロードプルとは、出力無損失回路 (チューナー 2) を用いて負荷抵抗 R_L で消費される電力が最大になるように試行錯誤により調整することを意味する。その手順は先ず、信号源から一定の電力をトランジスタに入力する一方で、最大出力が得られるようにチューナー 2 を調整する。次に、この状態でチューナー 2 をトランジスタから取り外し 2-2 ‘端子から負荷側 (右側) を見込んだインピーダンスをネットワークアナライザなどで測定する。このときのインピーダンスは、基本波だけでなく各高調波成分に対しても測定する必要があるが、基本波インピーダンスだけの測定で簡易的に済ます場合もある。再びチューナー 2 を取り付け、入力信号レベルを変えない状態でチューナー 2 により負荷インピーダンスを変化させ、最大出力より少し低い出力が得られる負荷インピーダンスの軌跡を求める。

見本

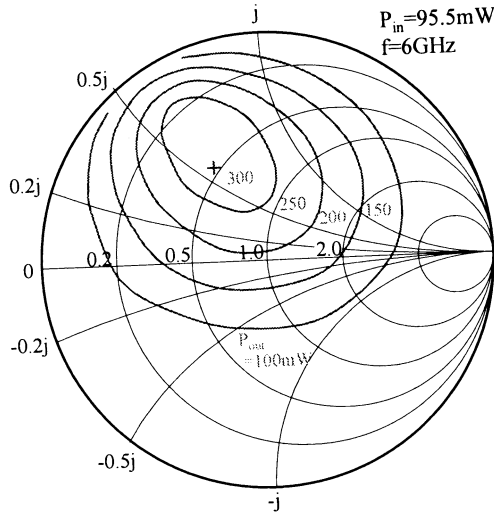


図 4-16 ロードプル測定

図 4-16 は、ロードプル測定の一例で、最適負荷インピーダンス（基本波）で 300 mW の出力が得られている。Pout=100 mW より内側の領域の負荷インピーダンスでは 100 mW 以上の出力電力が得られることを意味している。小信号動作時の FET 出力インピーダンスの共役複素数と大信号時の最適負荷インピーダンスは異なっている。このことは次のようにして確認することができる。

図 4-17 に示すように、50 Ω の入出力インピーダンス系に対して最適に大信号設計された高出力増幅器モジュールの出力側に外部チューナーを設け調整作業を行い、負荷抵抗への電力供給を入力信号レベルごとに最大化する。出力電力が最大化されたときの負荷インピーダンスをネットワークアナライザにて各々測定する。この結果が図 4-18 に示されている。先ず 6 GHz での測定結果を見ると、大信号入力に相当する D で表された 27 dBm 入力時には、最適負荷インピーダンスはスミスチャートのほぼ中心にあり、50 Ω を表している。このことは外部チューナーが無くても最大出力が 50 Ω 負荷に供給されていることを示している。すなわちこの増幅器モジュールでは大信号最適化が行われていることを意味している。一方図中 A で示される入力電力が 15 dBm の場合には最適負荷インピーダンスは 50 Ω からかなりずれている。このことは外部チュ

見本

ターナーを有効に作用させると、増幅器モジュールの電力利得が上昇することを示している。同図中では測定はされていないが、さらに入力電力を絞った場合に

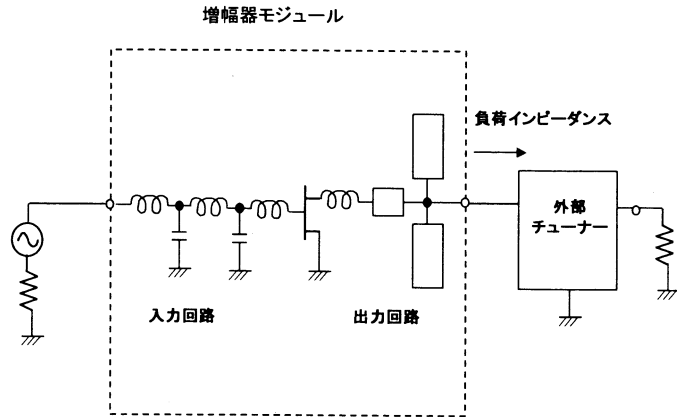


図 4-17 高出力増幅器モジュールの最適化具合の検証

は図中 X で示される負荷インピーダンスに到達する。この負荷インピーダンスは増幅器モジュールの小信号出力インピーダンス（増幅器モジュール出力端子より左側を見込む）の共役複素数となっていることが分かる。以上のことから、大信号最適負荷インピーダンスと小信号共役インピーダンス整合とが異なる概念であることが実験的にも示されたといえる。

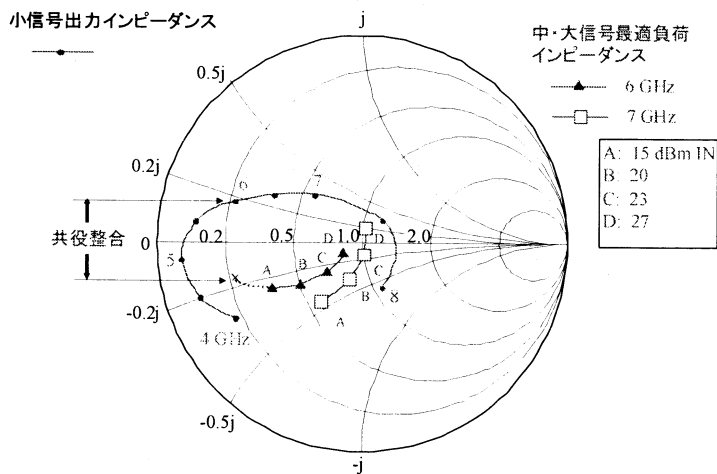


図 4-18 大信号最適負荷インピーダンスと小信号共役インピーダンス整合

4.1.5 マイクロ波高出力増幅器を実現する構成例

本節ではマイクロ波増幅器を設計、評価する上で必要な測定系の概要をのべ、増幅器の構成例について述べる。

図4-19の写真は左より、GaAsなどの半導体基板上に作製された半導体デバイス、MMICなどのマイクロ波ミリ波Sパラメータを個別チップに切り出すことなくオンウエハー状態で測定するためのプローブステーション、セラミック基板や樹脂基板などの回路基板の特性をオンウエハープローブを用いて測定する治具、モジュールに実装された後の小信号利得、入出力インピーダンス特性の測定系を示している。半導体基板や回路基板上の能動素子・受動素子は図4-21に示すコプレーナ線路を用いたプローブヘッドを用いて測定する。このプローブヘッドの先端部ではマイクロ波からミリ波帯での接地と信号のプロービングが行える。コプレーナ線路（GSG: Grand-Signal-Grand）から構成されるプローブヘッドと接触する被測定デバイス（DUT）の入出力端子は図4-21の左側に示したように接地ビアホールを2個備えている。

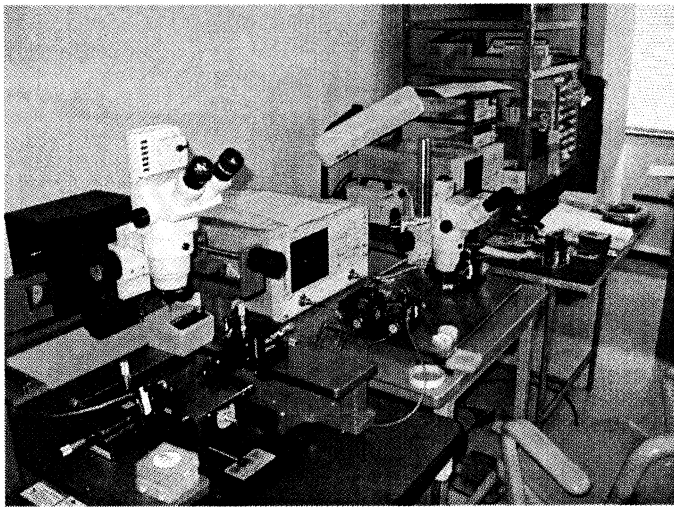


図4-19 手前よりオンウエハー半導体チップ、回路基板、モジュール小信号特性測定系（電気通信大学）