キーサイトE5061B LF-RFネットワーク・アナライザを用いた周波数特性解析

Application Note





はじめに

今日、電子部品や電気回路の周波数特性解析は必要不可欠なものとなっています。特に自動車、医療機器、航空防衛関連等の信頼性が求められる分野では様々な電子部品や回路を低周波から高周波までの広い周波数範囲で測定する必要があります。このようなアプリケーションではセンサーシステムや電源などの低周波アナログ回路の安定で信頼できる動作を保証するために低周波ネットワーク・アナライザは重要な役割を果たします。したがって、RFネットワーク解析(Sパラメータ測定)と同様LFネットワーク解析(ゲイン・フェーズ測定)についてもさらに理解を深める必要があります。

本アプリケーション・ノートではキーサイトE5061B LF-RFネットワーク・アナライザを用いた低周波ネットワーク解析の基礎について説明します。特に低周波2ポート・デバイス測定、および、高インピーダンス・プロービング方法や高減衰デバイスの測定について説明します。

目次

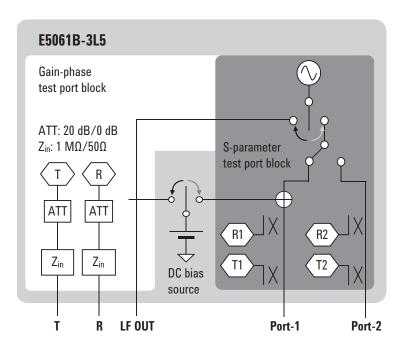
E5061B-3L5 LF-RF ネットワーク・アナライザ	3
基本的な測定構成	4
50 ΩDUTの例	5
非50 ΩDUTの例1	
非50 ΩDUTの例2	7
イン・サーキット測定	8
低周波測定時のIFBW設定	10
高インピーダンス・プロービング手法	11
比測定でのソース信号分岐	13
低周波での高減衰測定	15
OPアンプ測定例	20
クローズド・ループ・ゲイン	20
オープン・ループ・ゲイン	22
CMRR	27
PSRR	29
出力インピーダンス	31
参考文献	33

表1 テストポート選択のガイドライン

テストポート	測定	アプリケーション
Sパラメータ・テスト・ ポート	50 Ω系の伝送および反射測定	受動フィルタ、アンテナ、ケーブル、 RFアンプ等
	アクティブ・プローブを用いた 30 MHz以上の伝送および反射測定	高周波OPアンプ
ゲイン・フェーズ・ ポート	低周波での高インピーダンス・ プロービング伝送測定	OPアンプ回路
	フィードバック・ループ測定	DC-DCコンバータのループ・ゲイン
	低周波での高減衰測定	OPアンプのCMRRおよびPSRR

E5061B-3L5 LF-RFネットワーク・アナライザ

E5061Bオプション3L5は5 Hzから3 GHzという広い範囲をカバーするベクトル・ネットワーク・アナライザです。E5061B-3L5はSパラメータ・テスト・ポート(5 Hzから3 GHz、 Z_{in} =50 Ω)とゲイン・フェーズ・テスト・ポート(5 Hzから30 MHz、 Z_{in} =1 M Ω /50 Ω)を実装しています。測定要求にあわせて両方のテスト・ポートを低周波アプリケーションの測定にご使用いただけます。テスト・ポート選択のガイドラインは表1を参照してください。



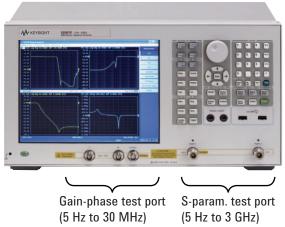


図1 E5061B-3L5テスト・ポートのブロック図

基本的な測定構成 50 ΩDUTの例

まず始めに、代表的なアプリケーションでのDUTの接続方法について要約します。ここでは特に2ポート伝送測定について議論します。最初の例はフィルタやケーブルなどの50 Ω伝送測定です。図2はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた構成例です。R-chレシーバVRはシステム・インピーダンス50 Ωにかかるソース出力電圧(50 Ω伝送ラインへの入射電圧)をモニタし、T-chレシーバVTはDUTを通して伝送された電圧をモニタします。アナライザは電圧比VT/VRを測定し、これが伝送係数(Transmission coefficient)を示します。

図3はSパラメータ・テスト・ポートを用いた構成例です。Sパラメータ・テスト・ポートは方向性ブリッジを備えており外部にパワー・スプリッタを用いる必要はありません。多くの場合Sパラメータ・テスト・ポートは50 Ω 系の伝送測定に用いられます。

多くの50 Ω 伝送測定はSパラメータ・テスト・ポートでカバーされます。 DC-DCコンバータのミリオーム出力インピーダンス測定や大きなバイパスキャパシタなどの高減衰測定にはシャント・スルー法が用いられます。このとき 50 Ω 伝送測定はSパラメータ・テスト・ポートではなくゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用います。この場合、ゲイン・フェーズ・テスト・ポートのセミフローティング構造が低周波域での信号源とレシーバ間のテストケーブルに生じるグランド・ループによる誤差を防ぎます。

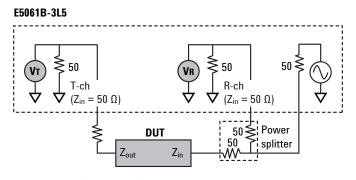


図2. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた50 Ω DUTの伝送係数測定構成例

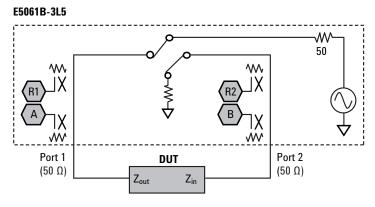


図3. Sパラメータ・テスト・ポートを用いた50 Ω DUTの伝送係数測定構成例

非50 ΩDUTの例1

低周波で周波数特性評価を行う2ポート・デバイスは、しばしば50 Ω以外のインピーダンスを持っています。もっとも典型的な例は低周波0Pアンプ回路です。図4は、ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたアンプの周波数特性測定の構成例です。DUTは高入力インピーダンスであり、かつ出力ポートは非50 Ωの負荷ZLで終端されています。負荷インピーダンスZLの値は対象となるアプリケーションの測定要求によって異なり、また抵抗性負荷だけでなくリアクティブな負荷の場合もあります。

測定すべきパラメータはDUTの入力ポートからZLで終端された出力ポートへの伝達関数 V_{out}/V_{in} です。図2と3で示した50 Ω 伝送測定との違いはR-chのレシーバVRが50 Ω システムインピーダンスにかかる電圧ではなく、入力インピーダンス Z_{in} にかかるAC電圧を直接測定していることです。T-chに接続される高インピーダンス・プロービングによって、DUTの負荷状況に影響を与えずにZLにかかる電圧をモニタできます。

アナライザの高インピーダンス・レシーバとDUTは同軸テスト・ケーブルまはた10:1パッシブ・プローブで接続します。どちらを選ぶかは最大測定周波数、プローブの入力インピーダンス、プローブの入力キャパシタンス等に依存します。同軸テスト・ケーブルを用いる場合はTコネクタはR-chのプロービング・ポイントに用いることができます。プローブとテスト・ケーブルによる周波数レスポンス誤差を取り除くため、レスポンス・スルー校正を行う必要があります。今回の例ではT-chプローブをポイントTP1に当ててレスポンス・スルー校正を行います。

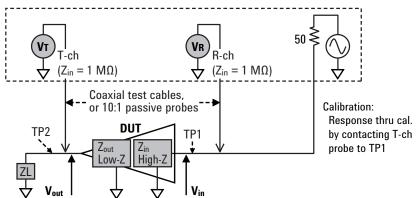


図4. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたアンプ測定構成例(30MHzまで)

非50 ΩDUTの例1(続き)

30 MHz以上で、アンプの周波数特性測定を行う必要がある場合、または数pF以下の小さな容量でのプロービングが必要な場合はSパラメータ・テスト・ポートとアクティブ・プローブを用いて測定を行います。図5は構成例です。図4で示した構成例とは異なり、内部のR1レシーバをリファレンスとした50 Ω 系での比測定結果が用いられており、正しく伝達関数 V_{out}/V_{in} を測定するためにはレスポンス・スルー校正をTP1で行う必要があります。もしレスポンス・スルー校正を行わなかった場合(かつフィードスルーが接続されていない場合)、50 Ω リファレンス・レシーバで測定されるAC電圧は V_{in} の半分になってしまうため測定されるゲインは実際の値よりも6 dB程度高くなります。

数10 MHz以上の周波数領域での測定時には、50 ΩフィードスルーをDUTの入力ポートに接続することで、アナライザのソースから見えるインピーダンスが50 Ω近辺になるようにして、測定器の50 Ωソースとのミスマッチによる定在波の発生を防ぎます。しかし、フィードスルーを接続することで、信号線とグランドの間に信号経路を形成することになり、これはCMRRやPSRRといった高減衰測定時にグランド・ループに関連する誤差の原因となりえます。これらが問題になる場合は、フィードスルーを接続しないほうがいいでしょう。

E5061B-3L5 w 50 ν۸. ₩ ₩ Port 1 Port 2 with active probe (High-Z) (50Ω) DUT TP1 Calibration: TP2 Response thru cal. by contacting active probe to TP1 Feed thru (optional) --▶

図5. Sパラメータ・テスト・ポートを用いたアンプ測定構成例(30 MHz以上)

非50 ΩDUTの例2

図6と図7は、入出力インピーダンスが数100 Ω から1 ~ 2 k Ω 程度である2ポート・デバイスの測定構成例です。アプリケーション例としては、セラミック・フィルタやLCフィルタなどの低周波受動フィルタが挙げられます。この例では、直列抵抗によってインピーダンス・マッチングが実現されています。図6はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた構成例です。電圧比VT/VRは1 k Ω システム・インピーダンスでの伝送係数を示します。

フィルタのタイプによっては、負荷抵抗と並列に負荷容量CLを接続した状態での評価が必要な場合もあります。DUTの特性に影響を与えないよう、入力容量のできるだけ小さい高インピーダンス・プローブを用いる必要があります。このため、T-chレシーバには10pF程度の入力インピーダンスである10:1プローブを接続する必要があります。または、DUTが容量負荷に敏感である場合には、Sパラメータ・テスト・ポートとアクティブ・プローブを用いてください。この場合は図5に示す構成例を参照してください。

これと等価な測定は、T-chでの高インピーダンス・プロービングの代わりに50 Ω入力を使い、図7に示すように直列マッチング抵抗を代用することができます。この測定は、測定セットアップが簡単で、かつ、T-chにプローブ容量が加わらないという利点があります。ただしこの場合、直列マッチング抵抗によって測定ダイナミック・レンジが損なわれるので、この構成は高減衰フィルタの測定にはあまり適していません。図7の場合のマッチング抵抗によるダイナミック・レンジの損失は20*Log(50/1000)=26 dB となります。

E5061B-3L5

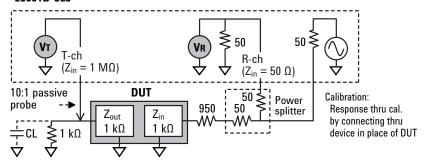


図6. 高インピーダンス・プローブによる受動IFフィルタの測定構成例 (容量負荷の影響を受けにくいDUT向け)

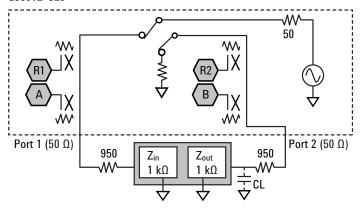


図7. 50 Ω入力インピーダンスでの受動IFフィルタの測定構成例

イン・サーキット測定

次のアプリケーション例はイン・サーキット・プロービング測定です。この測定では被測定回路上の、2つのテストポイントの間における周波数特性を測定します。図8はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いて回路ブロック2の周波数測定を行うための構成です。回路ブロック2の周波数特性は、2本の高インピーダンス・プローブを用いてTP1とTP2にプロービングを行うことで直接測定することができます。

前述の図4で示されるアンプ測定と同じように、測定器の高インピーダンス・レシーバを使って測定する場合、最大測定周波数、プロービング・ポイントのインピーダンス、プローブ容量などにしたがって、同軸テスト・ケーブルまたは10:1プローブから適切に選択する必要があります。

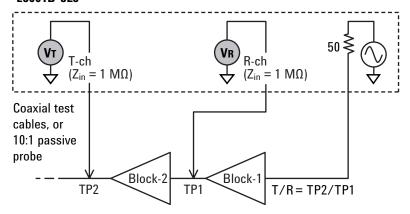


図8. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた2本の高インピーダンス・プローブによるイン・サーキット測定(30 MHzまで)

イン・サーキット測定(続き)

E5061Bのゲイン・フェーズ・テスト・ポートの最大測定周波数は30 MH z です。もし30 MH z を超える周波数までイン・サーキット測定を行いたい場合は、図9に示すように、Sパラメータ・テスト・ポートとアクティブ・プローブを用いて2ステップの測定を行うことができます。

まず、アクティブ・プローブをポイントTP1に当てて回路プロック1のレスポンスを測定し、測定結果をメモリ・トレースに入れます。次に、ポイントTP2をプロービングして回路ブロック1と2の全体のレスポンスを測定します。測定データはデータ・トレースに入ります。そして、アナライザのdata/memoryトレース演算機能を用いて回路ブロック2の周波数レスポンスを得ることができます。

等価な測定を 1 本のプローブで行う別の方法としては、TP1をプロービングしてレスポンス・スルー校正を行ってから、TP2をプロービングして測定を行う、という方法も可能です。この場合は、トレース演算機能を用いずに回路ブロック2のレスポンスを直読できます。

ポイントTP2におけるDUTの出力特性がポイントTP1における対GND容量に影響されやすい場合、ステップ2のDUTの状態はステップ1の時とすこし異なってしまい、ステップ1と2の測定結果から得られたブロック2の測定結果は誤差を含んでいる可能性があります。誤差を少なくするためには、図9におけるステップ2を測定する際に、C2にアクティブ・プローブの入力キャパシタと同じ大きさのダミー容量を接続してください。例えば、この容量補完手法は高速オペアンプの位相余裕を2ステップ測定手法で測定する際に必要になります。(測定例については後ほど触れます。)

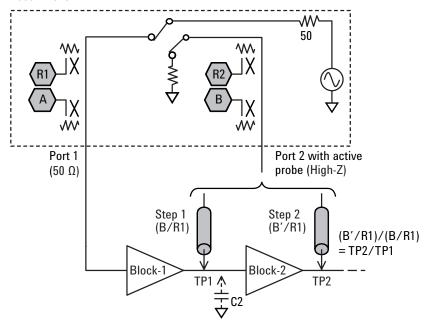


図9. 1本の高インピーダンス・プローブによるイン・サーキット測定(30 MHz以上)

低周波測定でのIFBW設定

IFBW(IF帯域幅)の設定は、LFネットワーク・アナライザのユーザの多くが最初に抱くであろう疑問の一つです。高周波の測定においては、掃引スピードを速くするために広いIFBWを使うことが可能です。しかし低周波の測定においては、主にLOフィードスルーによって生じる測定誤差を回避するために、IFBWを狭い設定にする必要があります。ここで単純な例として、高減衰のデバイスをStart周波数=1 kHz、IFBW=3 kHzで測定するケースを想定します。DUTによって減衰された微小な信号はIF周波数にアップ・コンバートされ、レシーバのIFフィルタを通過します。ここで問題は、図10に示すようにLO発振器からのリーク信号(LOフィードスルー)の周波数がIF周波数と近くなるため、このリーク信号もIFフィルタを通過してしまい、誤った測定レスポンスを発生させてしまうことです。

図11はE5061Bのゲイン・フェーズ・テスト・ポートで60 dBの減衰器を測定した例です。ソース設定は-10 dBm、Start周波数は1 kHz、IFBWは3 kHzに、T-chとR-chの減衰器を20 dBに設定しています。測定結果を見ると、LOフィードスルーの影響によって不適切な測定レスポンス(レシーバIFフィルタの形そのもの)がStart周波数の近辺に現れていることがわかります。同様の問題は、測定時のRF信号が高い場合、例えば低域通過フィルタの測定時でも生じます。

この場合、被測定RF信号が近接するLOフィードスルー信号に干渉され、Start 周波数近辺の測定トレースが不安定となります。これらの問題を避けるため、IFBWはStart周波数よりも十分に狭い適切な値に設定する必要があります(例えばStart周波数よりも5倍以上狭い値、など)。もしくはIFBW Autoモードを使えば、アナライザがLog掃引の周波数ディケード毎にIFBWを狭い値から広い値まで適切に自動選択し、トータルの掃引時間を最適化することができます。E5061BのIFBW AUTOモードを使った場合、IFBWは各ディケードのstart周波数の5分の1に設定されます。

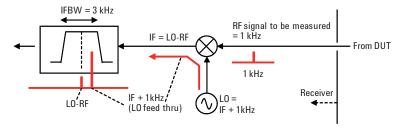


図10. LFフィードスルーによる測定誤差

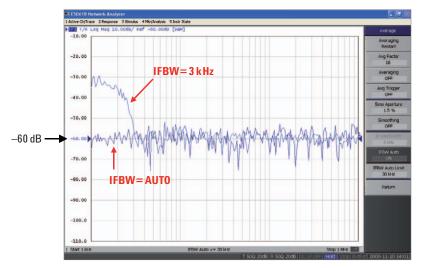
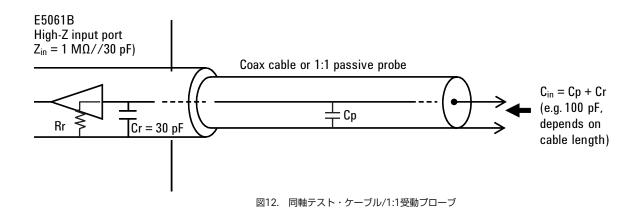


図11. 60 dB減衰器の測定例(Start=1 kHz, IFBW=3 kHz and AUTO)

高インピーダンス・プロービング手法

正確な高インピーダンス・プロービング測定を行うためには、適切なプロービング方法を用いることが重要です。特に注意すべきは、プローブの入力容量です。プローブ入力容量が大きいと、高周波での入力インピーダンスが小さくなってしまいます。例えばプローブ入力容量C_{in}が100 pFのとき、100 kHzにおける入力インピーダンス(=1/(2*pi*f*C_{in}))は約15.9 kΩとなり、高入力インピーダンスが維持されています。しかし周波数が10 MHzに上がると、入力インピーダンスは159 Ωとなり、もはや多くのアプリケーションにとっては高インピーダンスとは言えない状況になります。また、プローブ入力容量が大きいと、受動IFフィルタ、共振回路、OPアンプ回路の位相余裕測定など、容量負荷にセンシティブな測定において影響を与えてしまいます。これらのアプリケーションにおいては、E5061Bのようにネットワーク・アナライザが高インピーダンス入力ポートを持つ場合できるだけ小さな入力容量を与えるプロービング方法を用いる必要があります。

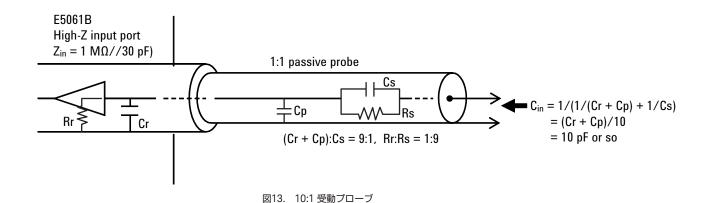
DUTを接続する最も簡単な方法はBNC-テストクリップ・リードなどの同軸ケーブル、もしくは図12のような1:1受動プローブを高インピーダンス入力ポートに接続することです。測定周波数帯が1 MHzより低く、プローブ容量が問題にならないDUTを測定する場合にこの方法をお勧めします。10:1受動プローブを用いる場合と違い、プローブによって測定ダイナミック・レンジは損なわれず、微小信号を良好なSN比で測定することができます。この方法の欠点は、テストケーブルの容量が高インピーダンス入力ポートの容量に並列に加わり、プローブのトータル入力容量が大きくなることです。短い測定ケーブルを用いる場合でも、ケーブル端での入力容量は数10 pF以上となります。よってこの方法は、1 MHz以上の高周波での測定や、容量負荷にセンシティブなデバイスの測定には不向きです。



高インピーダンス・プロービング手法(続き)

図13に示すように、高インピーダンス入力ポート用に設計された一般的な10:1 受動プローブを用いれば、プローブ入力容量を小さくすることができます。10:1受動プローブは10 pF前後の小さい入力容量を持ち、より高い周波数までの高インピーダンス・プロービング測定を可能にします。一般的なオシロスコープの測定と同様に、ネットワーク・アナライザが高インピーダンス入力ポートを持つ場合には、10:1受動プローブを使うのがオーソドックスなプロービング方法です。この方法の欠点は、プローブの10:1分圧によって測定ダイナミック・レンジが20 dB損なわれる点で、微小信号を測定する用途には不向きです。

図14に示されるように、アクティブ・プローブはプローブ先端に内蔵されたアクティブ回路によって測定信号を減衰させることなく、高い入力抵抗と非常に小さい入力容量で測定することが可能です。例えば41800Aアクティブ・プローブ(DC \sim 500 MHz)の入力抵抗と容量は100 k Ω //3 pFです。さらに、10:1アダプタを先端に追加すれば、測定ダイナミック・レンジは20 dB損なわれますが、1 M Ω //1.5 pFの入力インピーダンスとなります。30 MHz以上の高周波まで高インピーダンス・プロービング測定を行いたい場合、あるいはDUTが容量負荷に非常にセンシティブな場合には、アクティブ・プローブの使用をお勧めします。



E5061B 50 Ω S-parameter test port Active probe $C_{in} = Cr \\ = 3 \text{ pF or less}$

比測定でのソース信号分岐

受動フィルタなどの $50~\Omega$ デバイスの伝送係数を $Z0=50~\Omega$ のシステム・インピーダンスで測定する場合(もしくはマッチング回路でシステム・インピーダンスを変換して $50~\Omega$ でないインピーダンスのデバイスの伝送係数を測る場合)、ソース出力信号をDUT方向と $50~\Omega$ R-chレシーバ方向に分岐させる必要があります。パワー・スプリッタや方向性ブリッジなどの信号分岐デバイスを内蔵していないソース出力ポートを使う場合、適切な分岐デバイスを用意して外部で信号を分ける必要があります。

E5061B-3L5はSパラメータ・テスト・ポートを搭載し、多くの50 Ω伝送測定をカバーし、外部の分岐デバイスを用いる必要はありません。しかし、DC-DCコンバータの出力インピーダンス測定をシャント・スルー法で測定する場合のようにゲイン・フェーズ・テスト・ポートで伝送特性を測定する必要がある場合、信号分岐デバイスを用いる必要があります。

一般的に、リニアなデバイスの測定を対象としたネットワーク解析では、信号分岐デバイスに求められる最も重要な事項は、比測定を行うときにソース出力インピーダンス(ソース・マッチング)が50 Ωとなることです。最も一般的で推奨される分岐デバイスは、2抵抗型パワー・スプリッタです。2抵抗型パワー・スプリッタはDCからRF/マイクロ波領域までの広い周波数レンジをカバーし、また比測定において良好なソース出力インピーダンスを実現します。2抵抗型パワー・スプリッタの例としては弊社の11667L(DC ~ 2 GHz、BNC type)が挙げられます。

図15-(a)に示すパワー・スプリッタを用いた比測定は、信号分岐点における AC電圧Voを仮想的なソース電圧と見なすと、図15-(b)に示すような二つの系の測定を行うことと等価になります。この図に示されるように、等価的なソース出力インピーダンスはR-ch、T-chいずれにおいても正確な50 Ω となり、理想的なソース・マッチング状態が得られます。

なお、2抵抗型パワー・スプリッタは比測定にのみ適用可能で、50 Ω システム・インピーダンスでの絶対値測定には適していません。スプリッタの物理的な出力インピーダンスは50 Ω ではなく83.3 Ω となるからです。

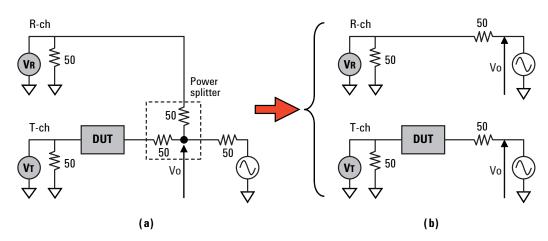


図15. パワー・スプリッタによる50 Ω比測定

比測定でのソース信号分岐(続き)

パワー・スプリッタの代わりに使える分岐デバイスとしては、出力ポート間が高いアイソレーション (25 ~ 30 dB以上)を持つ低周波方向性カプラ/ブリッジやリアクティブ型のパワー・ディバイダ (トランスによるAC結合タイプ)が挙げられます。例えばMini-circuit社製のZFDC-15-6 Directional Coupler (0.03 ~ 35 MHz、BNC)やZFSC-2-6 Power Divider (0.002 ~ 60 MHz、BNC)などが使用可能です (www.minicircuits.com)。 これらのデバイスの周波数レンジは3ディケード程度で下限周波数は数kHz ~数10 kHz程度ですが、周波数レンジが対象アプリケーションに適合すれば、安価で手軽なソリューションとなります。2つの出力ポート間は高いアイソレーションを持つので、DUT入力ポートでのミスマッチによって起こる反射信号が、直接R-chに戻らないため、R-chの測定には影響を与えません。

比測定での等価的なソース・マッチは、2抵抗型パワー・スプリッタほどは良くないので、6 dB程度のパッドを出力ポートとDUTの間に接続してソース・マッチングを改善することが出来ます。逆に、これらの分岐デバイスがパワー・スプリッタよりも優れている点はソース出力インピーダンスの絶対値が50 Ω であり、50 Ω 系での絶対値測定が可能となります。

3本のアームにZ0/3の抵抗を持つ3抵抗型のパワー・ディバイダは比測定には適用できません。分岐点を仮想的な信号源と考えたときの等価的ソース出力インピーダンスが50 Ω ではなく50/3=16.7 Ω であり、また出力ポート間のアイソレーションが小さい(=6 dB)からです。DUTの入力インピーダンスが厳密に Ω となっていない限り、3抵抗型パワー・ディバイダを用いて比測定を行うと、大きな測定誤差を生じます。

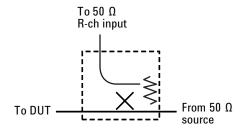


図16. 方向性カプラ/ブリッジ

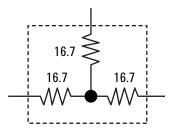


図17. 3抵抗型パワー・ディバイダ(比測定には使用不可)

測定誤差

従来の低周波ネットワーク・アナライザでの高減衰デバイスの測定は、100 kHz 以下の低周波域において、テスト・ケーブルにより生ずるグランド・ループによる測定誤差要因に影響されやすくなります。このような問題が生じる測定アプリケーションの例としては、オープン・ループ・ゲインやCMRRといったOPアンプ回路の測定が挙げられます。最も大きな要因は、一般に100 kHz以下の低周波域では無視できなくなるテスト・ケーブルのシールド抵抗(外皮抵抗)による測定誤差です。

ここで、高減衰デバイスの測定を、図18のような単純化したモデルで考えてみます。DUTによる減衰が非常に大きいので電圧Voはとても小さくなり、レシーバで測定される電圧VTも理想的にはVoとなるべきです。

ところが、外部のコモン・モード・ノイズが、図18の点線に示されるにソースとレシーバ間のグランド・ループに流れ込むと、シールド抵抗Rc2の両端に電圧降下Vc2が生じます。Vc2は測定電圧VTが本来測定すべきVoよりも大きいため、VTでの誤差要因となり、測定結果も誤差を含んだものとなります。

VoとVc2の位相関係により、測定された減衰量は実際のDUTの減衰量よりも高い、または低くなってしまいます。また、誤差はディップとなって表れる場合もあります。

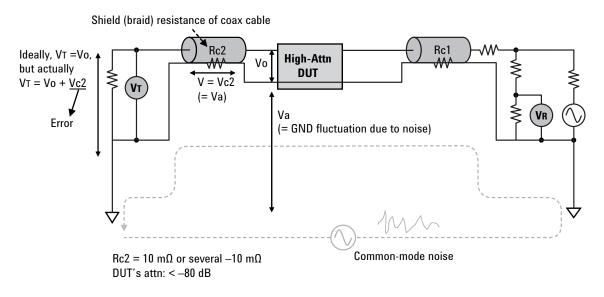


図18. ケーブル・シールド抵抗による測定誤差(1)

測定誤差(続き)

テスト・ケーブルのグランド・ループは低周波域における他の誤差要因にもなります。DUTを小さなインピーダンスZsh持つシャント・パスとして想定してください。典型的な例はシャント・スルー法で測定するDC-DCコンバータや大きなバイパス・キャパシタといった低周波PDN部品のmΩ測定などです。

理想的には、DUTを通ったソース信号はケーブルの外皮を通りソース側に戻ってくるはずです。

しかし、低周波域ではソース電流はT-chレシーバ側のケーブルの外皮にも流れ込みます。コモン・モード・ノイズの場合と同様に、T-ch側のケーブル外皮に流れ込んだ電流はシールド抵抗Rc2の両端にVc2を生じさせます。この場合、測定された減衰量は実際の値よりも大きくなります。

これらのテスト・ケーブルのグランド・ループに関連する測定誤差は100 kHz 以下の場合にのみ起こります。より高い周波数帯では、同軸テスト・ケーブルのインダクタンスが次節で述べるコモン・モード・チョーク(balun)のような働きをするので、VTレシーバ側のシールドに流れ込む誤差電流を低減します。

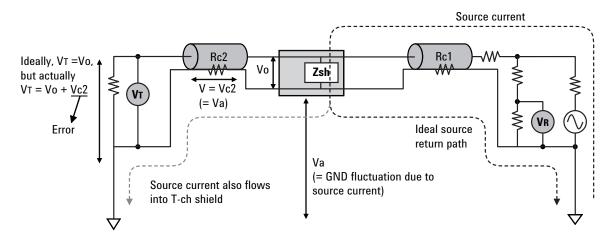


図19. ケーブル・シールド抵抗による測定誤差(2)

従来手法

これらの誤差を小さくするためにはいくつかの方法があります。最も一般的なアプローチは、テスト・ケーブルにフェライト・コアなどの磁気コアを装着する方法です。この場合の等価回路を図20に示します。磁気コアはシールド・インピーダンスを高め、ケーブルのシールドを流れる電流を抑制します。一方、芯線を流れシールドを戻ってくる信号パスには影響を与えません。

コアの自己インダクタンスによって生じるシールド・インピーダンスは、グランド・ループから流れ込むコモン・モード・ノイズ電流とVTレシーバ側に流れ込むソース電流の両方を抑制します。また、ソース側に装着したコアは、DUTを通過したソース信号がソース側に戻ってくるように働きます。

しかしながら、この方法は簡単には実装できません。なぜなら、低周波まで誤差を抑制するために、インダクタンスが高い(透磁率が高い)コアを見つける必要があるからです。また、DUTの減衰特性がフラットではない場合など、コアのインダクタンスが十分かどうか判別することが難しい場合もあります。

このアプリケーションにお勧めのコアの例としては、Metglas Finemet F7555G(ϕ 79mm) www.metglas.com があります。

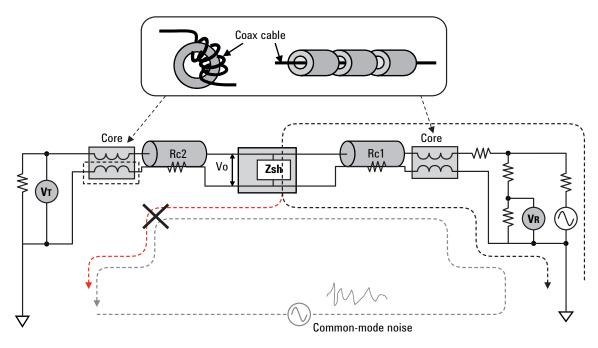


図20. 磁気コアを用いる方法

E5061B-3L5を用いた方法

E5061B-3L5のゲイン・フェーズ・テスト・ポート(5 Hz \sim 30 MHz)はソース・レシーバ間のテスト・ケーブルのグランド・ループによる測定誤差を取り除くことができるユニークなハードウェア・アーキテクチャを採用しています。図21はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた測定例の簡易的なブロック図です。レシーバは|Zg|によりセミ・フローティングになっています。|Zg|は100 kHz以下では約30 Ω になります。磁気コアを装着した場合と同様に、シールド電流が|Zg|でブロックされることが直感的に理解できると思います。または、図21に示すDUTのグランド側の電圧変動をVaとすると、Rc2はレシーバの入力インピーダンスである50 Ω と比較して無視できるほど小さいため、VTは以下の式で近似的に求められます。

$$VT = Vc2+Vo$$

$$= Va \times Rc2/(Rc2+Zg)+Vo$$

Rc<<|Zg|より、上記の式の最初の項は無視できます。このため、VTはほぼ測定したい値であるVoと同じになります。したがって、DUTの高減衰や $m\Omega$ シャント・インピーダンスをシールド抵抗の影響を小さくして正確に測定することが可能です。E5061Bのゲイン・フェーズ・テスト・ポートは簡単かつ正確な低周波域での高減衰測定を可能にします。

一方、E5061BのSパラメータ・テスト・ポートは既存の低周波ネットワーク・アナライザと同じように通常のグランドされたレシーバ構造をしています。30 MHzよりも高い周波数まで測定する必要があり、ゲイン・フェーズ・テスト・ポートでは測定できない場合など、Sパラメータ・テスト・ポートで低周波域での高減衰デバイスを測定したい場合には、テスト・ケーブルのグランド・ループによる誤差を抑えるため、磁気コアを使う必要があります。

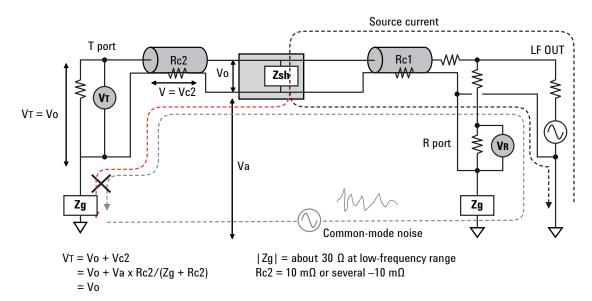


図21. E5061B-3L5のゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いる方法

ゲイン・フェーズ・テスト・ポートの有効性

図22はE5061B-3L5のSパラメータ・テスト・ポートとゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いて90 dBの同軸減衰器を測定した結果です。周波数帯は100 Hzから 10 MHzです。チャンネル1(左側)のトレースはSパラメータ・テスト・ポートを用いた場合の測定結果を示しています。測定結果が示すとおり、磁気コアを用いない場合は低周波域での測定結果が高くなっています。これはソース・レシーバ間のテスト・ケーブルのグランド・ループによるものです。同じグラフ中のもう一本のトレースはクランプオン・タイプの磁気コアをテスト・ケーブルに取り付けた場合の測定結果です。低周波域での測定結果が少しだけ改善しています。しかし、特に周波数が低い場合にはまだ正確ではありません。

一方、チャンネル2(右側)のグラフの中のトレースはゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた場合の測定結果を示しています。この場合は、テスト・ケーブルのグランド・ループの影響を受けず、-90 dBの減衰を100 Hzまで正確に測定できています。

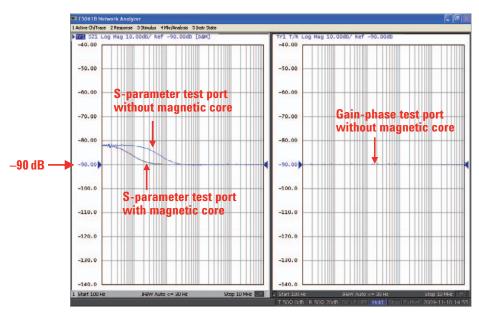


図22. 3つの異なる構成での測定結果比較

クローズド・ループ・ゲイン

以下の章ではOPアンプの様々な周波数特性の測定例をご紹介します。

図23は非常にシンプルなユニティ・ゲイン(Av=-1)の反転増幅回路のクローズド・ループ・ゲイン測定構成の例を示します。

ここではプローブ容量がOPアンプの負荷状況に影響を与えないように、入力容量が小さい10:1プローブを使用します。

ゲイン・フェーズ特性を正確に測るためには、T-chをTP1にあててレスポンス・スルー校正をおこないます。これにより2本のプローブ間のゲインおよびフェーズの誤差を取り除きます。

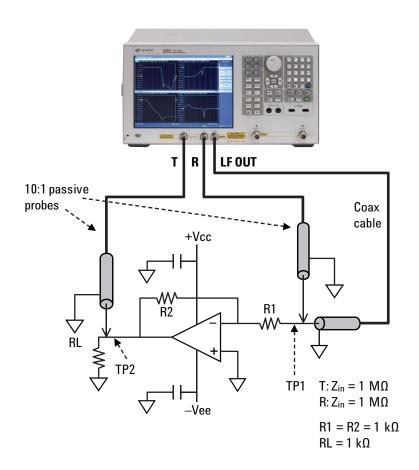


図23. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたクローズド・ループ・ゲインの測定構成例

クローズド・ループ・ゲイン(続き)

30 MHzより高い周波数までOPアンプの周波数特性を測定したい場合、Sパラメータ・テスト・ポートとアクティブ・プローブを用いて測定することができます。図24は構成例です。この場合、R-chの入力インピーダンスは50 Ω ですので、DUTの入出力間の伝達関数を測定するためにはTP1でのレスポンス・スルー校正が必要になります。

図25は高速OPアンプのクローズド・ループ・ゲインをE5061BのSパラメータ・テスト・ポートと41800Aアクティブ・プローブを用いて測定した例です。マーカは-3dBカットオフ周波数に置いています。

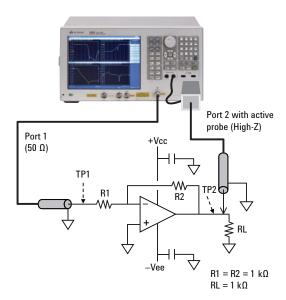


図24. Sパラメータ・テスト・ポートを用いたクローズド・ループ・ゲインの測定構成例



図25. クローズド・ループ・ゲイン測定例

オープン・ループ・ゲイン

OPアンプのオープン・ループ・ゲインの測定法には幾つかの方法がありますが、最も一般的なのは図26に示すような回路で電圧比VT/VRを測定する方法です。いま、OPアンプのオープン・ループ・ゲインをAとし、電流Ir2に着目すると、以下の式が成り立ちます。

$$(VT-VR)/R2 = {VT-(-A \times VR)}/{Z_{out}}$$

Zout<<R2が成り立つ場合、以下のように変形でき、電圧比VT/VRによって-Aが求まることがわかります。

$$VT/VR = (-A - Z_{out}/R2)/(1 - (Z_{out}/R2))$$

= -A

高ゲインのOPアンプの場合、クローズド・ループ・ゲインAvが小さいと(例えばAv=-R2/R1=-1)、オープン・ループ・ゲインが高くなる低周波域では電圧VRは非常に小さくなり、正確な測定が難しくなります。

OPアンプのリニア領域においては、クローズド・ループ・ゲインAvが大きくなると電圧VRもこれに比例して大きくなり、アナライザにとって測定し易くなります。例えば|Av|=R2/R1=10の場合、|Av|=1の場合に比べVRは10倍(=20 dB)大きくなります。なおこの場合、VTも同時に20 dB大きくなるので、VTの測定時にレシーバが過入力とならないよう注意が必要です。また、Avが高いと増幅回路のリニア動作帯域は狭くなるので、高周波域における測定は不正確になります。オープン・ループ・ゲイン測定は、2本のプローブを用いた測定法、あるいは1本のプローブを用いた2ステップの測定法のいずれでも実現可能です。

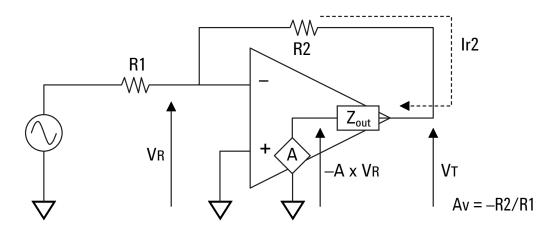


図26. オープン・ループ・ゲイン測定構成例

オープン・ループ・ゲイン(続き)

図27はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた構成例です。比測定T/Rがオープン・ループ・ゲインAを示します。プローブ容量による影響をなくして正確な測定を行うために、同軸ケーブルではなくも10:1受動プローブを使用します。

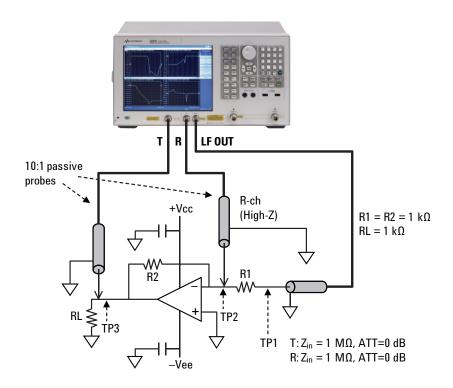


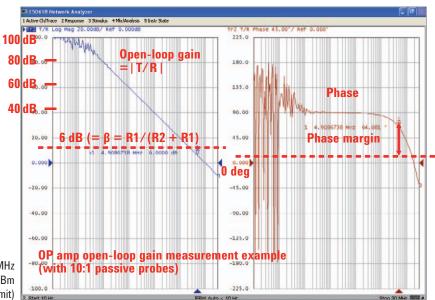
図27. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたオープン・ループ・ゲイン測定構成例

オープン・ループ・ゲイン(続き)

図28はゲインが1(R1=R2=1 k Ω)のOPアンプを図27のゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた構成で測定した例です。測定周波数は10 Hzから30 MHzです。位相余裕はこれらの測定から把握することができます。帰還回路の伝達関数 β を単純に β =R1/(R1+R2)=1/2=-6 dB(ここでの位相シフトはないと仮定)、ループ・ゲインが $|-A\times B|=0$ となるクロスオーバー・ポイントはマーカを+6 dBの点に置くことで得ることができます。この測定ではOPアンプの入力端子での位相反転を含む一週伝達関数-A×Bを見ているので、位相余裕は位相トレースのマーカの値を直読することで得られます。

受動プローブの20 dBロスによるダイナミック・レンジ低下のために、高利得領域でのトレース・ノイズがあることが分かります。これは、オープン・ループ・ゲインのユニティ・ゲイン測定の例ですが、R-chで測定されるAC電圧は、高利得領域ではとても小さくなり、これがトレース・ノイズ原因となっています。低利得領域での位相余裕を測定する際には問題になりません。

低周波域での高利得を測定したい場合、10:1受動プローブの代わりに同軸テストケーブルを用いて別途測定してください。R-chでの微小信号を感度よく測定するために、R-chのレシーバの減衰器の設定を0 dBに、T-chでの設定を20 dBにしてください。この構成はオープン・ループ・ゲインが高く、E5061B内蔵の減衰器の設定が0 dBであってもR-chで測定する電圧がレシーバの最大入力レベルを超えない低周波から中周波領域を測定する場合のみ適用できることに気をつけてください。



Frequency = 100 Hz to 100 MHz Source level = 0 dBm IFBW = AUTO (100 Hz limit)

図28. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたオープン・ループ・ゲイン、フェーズおよび位相余裕測定例

オープン・ループ・ゲイン(続き)

30 MHzよりも高い周波数までOPアンプのオープン・ループ・ゲインを測定する必要がある場合は、Sパラメータ・テスト・ポートとアクティブ・プローブを用いて測定してください。Sパラメータ・テスト・ポートでは1本のアクティブ・プローブしか用いることができないので、以下に述べる2ステップの測定手法を用いる必要があります。

- 1. TP1でレスポンス・スルー校正を行う
- 2. TP2にプローブをあてS21を測定し、トレース・データをDATA→MEM機能でメモリに保存する(Step1)
- 3. ダミーのキャパシタをTP2につけ、TP3にプローブをあて、S21を測定する (Step2)
- 4. トレース演算機能を用いてData/Memoryを計算し、オープン・ループ・ゲインを算出する

Step2で接続するダミーのキャパシタは高周波でのオープン・ループ位相測定に影響するStep1のプローブ容量を再現するために接続しています。このキャパシタはアクティブ・プローブの入力容量とほぼ同じ値である必要があります。

高いオープン・ループ・ゲインを測定する必要がある場合は、Step1での微小信号測定時に影響を与えるグランド・ループによる誤差要因を取り除くため、磁気コアをテスト・ケーブルに接続したほうが良いでしょう。

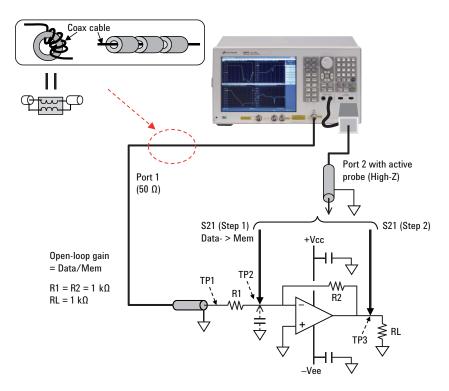


図29. 1本のアクティブ・プローブを用いたオープン・ループ・ゲイン測定構成例

オープン・ループ・ゲイン(続き)

図30は図29の構成でオープン・ループ・ゲインを測定した場合の例です。トレース1はTP2にプローブをあてた場合の測定レスポンスを示しています。これは入力電圧とTP2で減衰された電圧の比を示しています。トレース2はTP3をプロービングして得られた測定レスポンスで、クローズド・ループ・ゲインAvと位相を示します。そして、トレース3はこれらの測定結果からトレース演算で計算されたオープン・ループ・ゲインと位相を示します(Data/Memory)。

既に述べた通り、位相余裕は、ループ・ゲインが0となるオープン・ループ・ゲインが6 dBとなる点の位相測定値になります。この例では位相余裕は86度程度です。

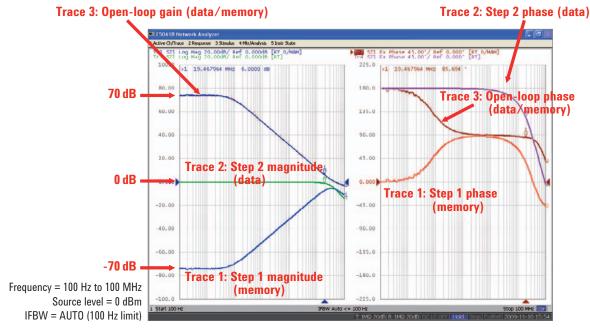


図30. 1本のアクティブ・プローブを用いたオープン・ループ・ゲイン測定例

CMRR

OPアンプのCMRR(Common-mode Rejection Ratio)も、コモンモード入力に対する微小な出力電圧を測定する必要があり、一般的に測定が難しいパラメータです。Adを差動モード・ゲイン、Acを同相モード・ゲインとすると、CMRRはCMRR=Ad/Acと定義されます。図31はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたCMRR測定の測定構成例です。高減衰を測定するために、レシーバとDUTの接続には、20 dBものロスを持つ10:1受動プローブではなく、同軸ケーブルを用います。

コモン・モード・ゲイン(減衰) AcはスイッチSW1をAO位置にすることで測定できます。差動ゲインAdはSW1をBO位置にすることで測定できます。CMRRは $Ad/Ac(=20\times Log(Ad/Ac)[dB])$ で計算されます。この回路の差動モード・ゲインは|Ad|=R2/R1=10となります。これに従い、同相モード・ゲイン|Ac|は|Ad|=10場合に比べ10倍(20 dB)大きくなり、ネットワーク・アナライザでの高CMRR測定が可能になっています。

ゲイン・フェーズ・テスト・ポートのセミ・フローティング設計により、グランド・ループによる誤差を取り除き、高いCMRRを正確に測定することができます。

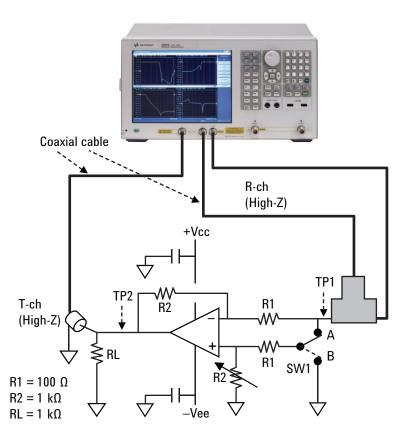


図31. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたCMRR測定構成例

CMRR(続き)

30 MHzより高い周波数でのCMRR測定はSパラメータ・テスト・ポートとアクティブ・プローブを用いて行うことができます。この場合、コモン・モード・ノイズの影響を避けるため図32のように磁気コアをテスト・ケーブルに取り付ける必要があります。使用する磁気コアの例としてはMetglas Finemet F7555G(Φ 79mm: www.metglas.com)があげられます。

図33はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いた測定結果の例です。トレース 1は同相モード・ゲイン|Ac|を、トレース2は差動モード・ゲイン|Ad|(=20 dB)を 示します。グランド・ループの影響を回避することによって、約-90 dBの同相モード・ゲインが正確に測定されています。トレース3はこれらの測定結果 から計算されたCMRRです。マーカは100 kHzにおけるCMRRが約80 dBであることを示しています。さらに低い周波数域では約100 dBのCMRRとなっています。

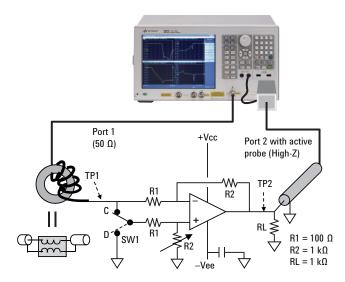


図32. Sパラメータ・テスト・ポートを用いたCMRR測定構成例

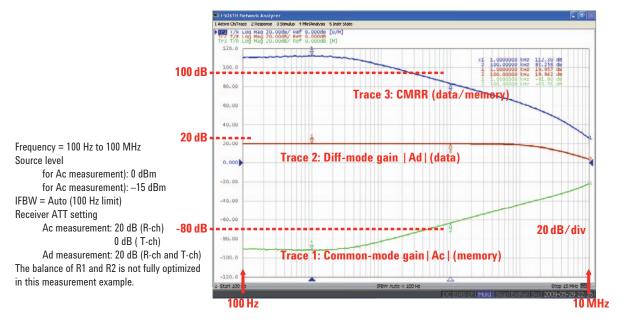


図33. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたCMRR測定例

PSRR

OPアンプのPSRR(Power Supply Rejection Ratio)もまた、微小信号測定を必要とする測定が難しいパラメータです。増幅回路のクローズド・ループ・ゲインをAv、電源端子から出力端子へのゲインをApとしたとき、OPアンプのPSRRはPSRR=Av/Apで定義されます。CMRR測定と同様に、リニア領域においてはApはAvに比例します。

図34はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたPSRR測定の構成例を示します。|Av|=R2/R1=1なので、この回路で測定されるゲインがそのままOPアンプのPSRRの逆数(=1/Ap、負のdB値)を示します。ソース信号はDCバイアスとともに+側電源端子に印加されます。E5061Bは内蔵DC電源を搭載しており、内部でDC電圧をAC信号に重畳して出力することができます。

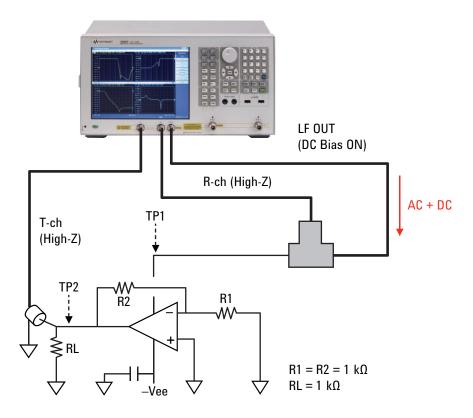


図34. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたPSRR測定構成例

PSRR(続き)

30 MHzより高い周波数までPSRRを測定する必要がある場合にはSパラメータ・テスト・ポートとアクティブ・プローブを用いて測定可能です。Sパラメータ・テスト・ポートを用いたCMRR測定の場合と同様に、テスト・ケーブルのグランド・ループから来る誤差をなくすため、磁気コアをテスト・ケーブルに取り付けることをお勧めします。図36はゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたPSRR測定例です。マーカは1 kHzでのPSRRが-87 dBであることを示しています。E50 61B-3L5はDCモニタ機能を搭載しており、実際にDUTにかかっているDC電圧レベルを確認することができます。

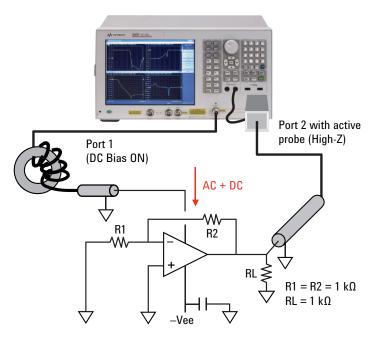


図35. Sパラメータ・テスト・ポートを用いたPSRR測定構成例

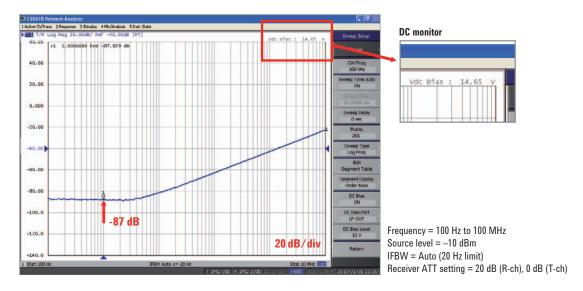


図36. ゲイン・フェーズ・テスト・ポートを用いたPSRR測定例

出力インピーダンス

この測定は2ポート伝送測定ではなく、1ポートのインピーダンス測定になります。一般的に、OPアンプは低周波域から高周波域にかけて、数10 m Ω から 100 Ω 程度にわたるクローズド・ループ出力インピーダンスを持ちます。このインピーダンス・レンジをカバーするには、反射法が適切な測定方法となります。図37はOPアンプのクローズド・ループ出力インピーダンスの測定構成例です。OPEN/SHORT/LOAD 3ターム校正を行う必要があります。

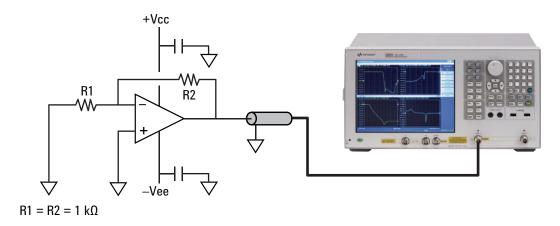


図37. 出力インピーダンス測定構成例

出力インピーダンス(続き)

図38はクローズド・ループ出力インピーダンスの測定例です。測定トレースはインピーダンス変換機能を用いてインピーダンスの大きさを示しています。左のトレースは出力インピーダンスの周波数特性をLogスケール[20 x log |Z| dB]で示しています。右のトレースは出力インピーダンスをリニア・スケール[Ω]で示しています。

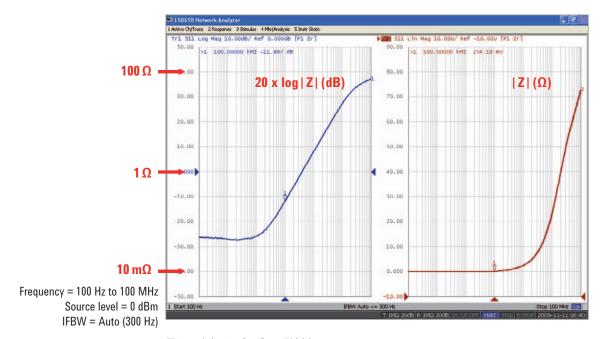


図38. 出力インピーダンス測定例

myKeysight

myKeysight

www.keysight.co.jp/find/mykeysight

ご使用製品の管理に必要な情報を即座に手に入れることができます。

AXIA

www.axiestandard.org

AXIe(AdvancedTCA® Extensions for Instrumentation and Test)は、 AdvancedTCA®を汎用テストおよび半導体テスト向けに拡張したオープン規格です。 Keysightは、AXIeコンソーシアムの設立メンバです。



www.lxistandard.org

LXIは、Webへのアクセスを可能にするイーサネット・ベースのテスト・システム用インタフェースです。Keysightは、LXIコンソーシアムの設立メンバです。



www.pxisa.org

PXI(PCI eXtensions for Instrumentation)モジュラ測定システムは、PCベースの堅牢な高性能測定/自動化システムを実現します。



www.keysight.com/quality

Keysight Technologies, Inc. DEKRA Certified ISO 9001:2008 Quality Management System

契約販売店

www.keysight.co.jp/find/channelpartners

キーサイト契約販売店からもご購入頂けます。 お気軽にお問い合わせください。

参考文献

- [1] Robert A. Witte, "Spectrum and Network Measurements"
- [2] Willy M. Sansen, Michael Steyaert, Paul J. V. Vandeloo, "Measurement of Operational Amplifier Characteristics in the Frequency Domain", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-34, No.1, March 1985

キーサイト・テクノロジー合同会社

本社〒 192-8550 東京都八王子市高倉町 9-1

計測お客様窓口

受付時間 9:00-18:00(土・日・祭日を除く)

TEL **1** 0120-421-345

(042-656-7832)

FAX **1** 0120-421-678

(042-656-7840)

Email contact_japan@keysight.com 電子計測ホームページ

www.keysight.co.jp

●記載事項は変更になる場合があります。 ご発注の際はご確認ください。



© Keysight Technologies, 2010 - 2014 Published in Japan, October 27, 2014 5990-5578JAJP 0000-00DEP

www.keysight.co.jp