

貫通型デバイスやガスケットのシールド性能の評価 — IEC 62153-4-10 (同軸法) の概要

株式会社 e・オータマ 佐藤智典

2022 年 2 月 14 日

目次

1 概要	1
1.1 背景	1
1.2 測定の原理	2
2 測定	2
2.1 同軸システムのインピーダンスの均一性の確認	2
2.2 同軸システムの損失の測定	3
2.3 測定システムのダイナミック・レンジの確認	3
2.4 測定対象物の測定	3
2.5 伝達インピーダンスや遮蔽減衰量の算出	3
3 補足	4
3.1 同軸システムの寸法と測定周波数範囲	4
3.2 測定対象デバイスの取り付け	4
3.3 嵌合相手のコネクタやケーブルを含めての測定	4
3.4 ケーブル・グラウンドの測定	5
4 参考資料	5

1 概要

IEC 62153-4-10^[1] は、貫通型コネクタのようなシールドを貫通して取り付けられるデバイスの、またそのようなデバイスとともに用いられるようなシールド用のガスケットのシールド性の評価に関するもので、その指標となる伝達インピーダンス、及び遮蔽減衰量の同軸法による測定について述べられている。

この方法で測定された伝達インピーダンスや遮蔽減衰量はそれらのデバイスをシールド性の高いシールド・ケースとともに用いた時にシールド性をどの程度維持できそうか (逆に言うと、そのデバイスがシールド性をどの程度損ないそうか) の指標となるものと考えられる。これはコネクタ自身やプラグとソケットとの嵌合箇所などのシールド性を示すものではなく、それらは例えば IEC 62153-4-7^[5] のような方法で評価できるであろう。

本稿ではこの IEC 62153-4-10 の概要を述べる。なお、本稿はその内容全てをカバーするものではなく、また正確であるとも限らないので、正確な情報は規格そのもの^[1]を参照されたい。

また、参考文献 [2] はこの規格のベースとなるもので、その多くは規格にも反映されているものの、この測定法に関する多くの情報を含む。

1.1 背景

シールド・ケースを貫通して導体を引き出した場合、適切な配慮を行なわなければシールド・ケースのシールド性は台無しになり得る。

このような場合のシールド性の維持のため、また配線を通る電気信号が周辺に電磁界として放出されたり周辺の電磁界が配線で拾われて機器の動作に悪影響を与えたりすることを防ぐためにしば

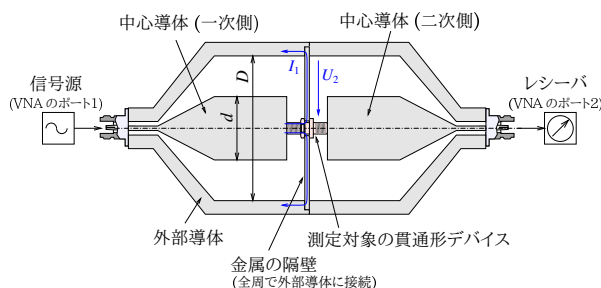


図 1: 貫通型デバイスの測定の原理

しばしばケーブルのシールドが行なわれるが、このようなシールドが高い周波数で有効に機能するためにはケーブルのシールドとシールド・ケースとが高周波的に良好に接続されていることが必要となる。

この接続は多くの場合はコネクタのシェルを介して行なわれ、そのようなコネクタのシェルがシールド・ケースと高周波的に良好に接続されることはケーブルのシールドを有効に機能させるためにも重要である。本稿で述べるような方法で測定される伝達インピーダンスや遮蔽減衰量は、そのようなコネクタがシールド・ケーブルの効果の発揮を妨げないかどうかの指標となると考えられる。

但し、シールド・ケーブルが効果を発揮するためには相手側のコネクタやケーブル、またそれらのあいだの接合(機器側のコネクタとケーブル側のコネクタとの嵌合部でのシールドの接続、またケーブル側のコネクタとケーブルとのシールドの接続)も重要であるが、本稿で述べる測定法ではそれらの影響は評価されない。それらの影響を含めた全体としての評価のためには、他の方法、例えば §3.3 で触れるような方法の適用を考えた方が良いかも知れない。

コネクタなどの貫通型のデバイスは、しばしばシールド・ケースとの良好な接続を確かとすために導電性のガスケット(Oリング状やワッシャ状の、あるいはコネクタの形状に合わせて成形や型抜きされた)とともに用いられる。本稿で述べる測定法はそのようなガスケットの性能の評価にも用いることができる。

1.2 測定の原理

この測定セットアップの中心は中央の貫通穴に測定対象のデバイスが取り付けられた金属の隔壁で仕切られた2つの同軸システムである(図1)。

貫通型のデバイスの測定に際しては隔壁の貫通穴に取り付けられた測定対象のデバイスのシールド(通常はコネクタの金属のシェル)に両側の同軸システムの中心導体を接触させる。

この状態で片側の同軸システム(一次側)から信号を印加すると測定対象デバイスのシールドと隔壁を介して電流(図1の I_1) が流れ、同軸システムの外部導体と測定対象のデバイスのシールドとのあいだにその電流とその経路のインピーダンス(おそらくは主に測定対象デバイスのシールドと隔壁とのあ

いだの接触部のインピーダンス)に応じた電圧(図1の U_2) が生じる。この電圧は隔壁の反対側の同軸システム(二次側)の中心導体を介して測定され、この測定の結果から伝達インピーダンス Z_T や遮蔽減衰量 a_s を求めることができる。

これは一次側から注入されて同軸管内を電磁波として伝搬する電力の一部が測定対象デバイスのシールド性能に応じて隔壁の二次側に漏洩したものを測定しているものと考えられることもでき、特に高い周波数ではそのように考えた方が適切かも知れない。^{†1}

シールド用のガスケットの測定の場合もこれと同様だが、この場合は測定対象のガスケットを隔壁の貫通穴を通して取り付けられる金属のマウント(実際の使用でのコネクタなどのボディーを代表する)と隔壁とのあいだで挟み込んでプラスチックのフェールールで押して適切な圧縮力で押し付け、同軸システムの中心導体と隔壁とが測定対象のガスケットを介して、またガスケットを介してのみ導通するようにする(図2)。

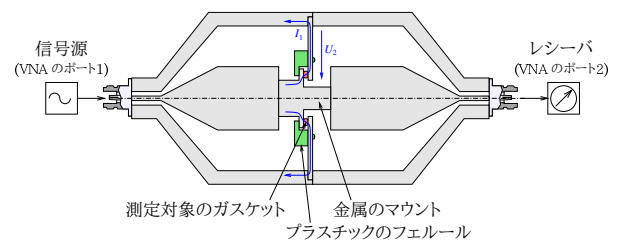


図 2: ガスケットの測定の原理

2 測定

2.1 同軸システムのインピーダンスの均一性の確認

測定に使用する同軸システムは全体にわたって概ね一定の、また測定器の特性インピーダンスと整合する特性インピーダンスを持つべきである。

同軸システムのインピーダンスの均一性は、例えば図3のような構成で TDR (time domain reflectometer) を用いて確認できる。

^{†1} 同軸線路の基本伝播モードは TEM で、遠方界とみなすことができる。この原理に基づいた、これと似た評価方法は、平面状のシールド材のシールド性^{[3][4]} や電波吸収体の吸収特性の、また誘電体一般の特性の測定などにも用いられている。

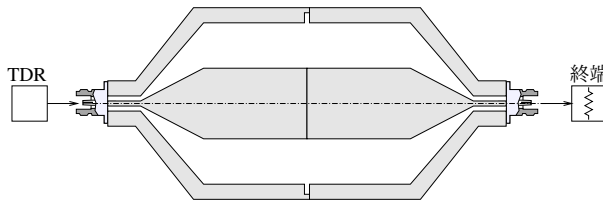


図 3: 同軸システムのインピーダンスの均一性の確認

2.2 同軸システムの損失の測定

同軸システムの損失は例えば図4のような $Z_T = \infty$ となる構成で測定した S_{21} ^{†2} から得ることができる。

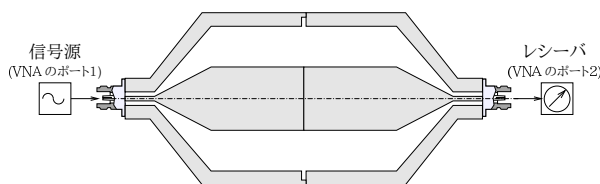


図 4: 同軸システムの損失の測定

この測定の結果 (ここでは $S_{21|Z_T=\infty}$ と表記する) は測定対象物の測定 (§2.4) に際しての補正に用いる。

2.3 測定システムのダイナミック・レンジの確認

測定システムのダイナミック・レンジの確認が必要な場合、例えば測定対象物を取り付ける隔壁の代わりに図5のように開口部のない金属の隔壁を取り付けた $Z_T \approx 0 \Omega$ となる構成で S_{21} の測定を行なうことで確認できる。

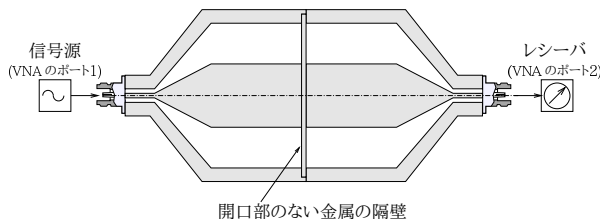


図 5: ダイナミック・レンジの確認

^{†2} S_{21} は S パラメータでのポート 1 からポート 2 への伝達を示すパラメータで、ポート 1 からの入射波の電力の平方根に対するポート 2 からの出射波の電力の平方根を示す複素数の値となり、これは関係する全ての箇所のインピーダンスが等しければそれらの電圧の比率と一致する。^{†3} より詳しく知りたい方は S パラメータに関する解説を参照いただきたい。

^{†3} 勿論、この測定では同軸システムの双方のポートは短絡状態となり、この条件は全く成り立たない。

測定されたダイナミック・レンジが想定よりも低い場合、一次側と二次側とのあいだの分離が不充分 (例えば一次側と二次側の同軸ケーブルのあいだや一次側と二次側の同軸システムのあいだで無視できない結合を生じている) となっているのかも知れない。

例えば隔壁と外部導体との接触が不完全な場合、一次側と二次側とのあいだの結合が増加し (あるいは、そのセットアップでの残留分となる伝達インピーダンスが増加し)、ダイナミック・レンジが有意に低下する可能性がある。

2.4 測定対象物の測定

図1や図2で例示したように隔壁に測定対象物を取り付けて S_{21} を測定する。

この測定の結果を S'_{21} 、同軸システムの損失 (§2.2) を $S_{21|Z_T=\infty}$ 、また $S_{21(\text{dB})} = 20 \log_{10} |S_{21}|$ として、

$$S_{21(\text{dB})} = S'_{21(\text{dB})} - S_{21(\text{dB})|Z_T=\infty}$$

のように、この測定の結果は同軸システムの損失で補正する。

2.5 伝達インピーダンスや遮蔽減衰量の算出

S_{21} を §2.4 のような測定の結果 (補正後の値)、 Z_0 を測定系 (同軸システムや測定器) の特性インピーダンスとして、測定対象物の伝達インピーダンス Z_T は $Z_T \ll Z_0$ であれば

$$Z_T = \frac{S_{21} Z_0}{2}$$

から、また 150 Ω に正規化された遮蔽減衰量 a_s は

$$a_s = Env \left\{ -20 \log_{10} |S_{21}| + 20 \log_{10} \sqrt{\frac{150}{|Z_0|}} \right\}$$

から算出できる。^{†4}

例えば、 $S_{21} = 10^{-5}$ (-100 dB)、 $Z_0 = 50 \Omega$ の場合、 $Z_T = 250 \mu\Omega$ という計算となる。

^{†4} これらの式は、規格で示されている形のままではなく、使用する記号の数を減らすように、また [5] で示した式と同様の形とするように、変形した形で示している。

3 補足

3.1 同軸システムの寸法と測定周波数範囲

同軸システムは測定系と同等の特性インピーダンス ($\approx 50 \Omega$) を持つようにされる。

同軸線路の特性インピーダンス Z_0 は、外部導体の内径を D 、中心導体の外径を d 、外部導体と中心導体のあいだの誘電体の比誘電率を ϵ_r 、(ここでは誘電体は概ね空気、 $\epsilon_r \approx 1$ と仮定) として、

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{D}{d} \right)$$

より求められる。従って、この条件で特性インピーダンス $Z_0 \approx 50 \Omega$ とするためには、 $D/d \approx 2.3$ となるようにすれば良いということになる。

測定周波数の上限には同軸システムの高次モードのカットオフ周波数が関係する。

同軸線路のカットオフ周波数は、外部導体の内径を D 、中心導体の外径を d 、外部導体と中心導体のあいだの誘電体の比誘電率を ϵ_r 、誘電体の比透磁率を μ_r (ここでは誘電体は概ね空気、 $\epsilon_r \approx 1$ 、 $\mu_r \approx 1$ と仮定) として、

$$f_c = \frac{c_0}{\pi((D+d)/2)\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \frac{c_0}{\pi(D+d)/2}$$

から求められる。

従って、特性インピーダンス $Z_0 \approx 50 \Omega$ 、外部導体の内径 $D = 50 \text{ mm}$ とすると中心導体の外径 $d \approx 22 \text{ mm}$ 、カットオフ周波数 $f_c \approx 2.7 \text{ GHz}$ という計算に、また $D = 30 \text{ mm}$ とすると $d \approx 13 \text{ mm}$ 、 $f_c \approx 4.4 \text{ GHz}$ という計算になる。

3.2 測定対象デバイスの取り付け

測定対象デバイスの隔壁への取り付けは製造業者の指定に従う。

測定対象物を取り付ける隔壁は測定対象物に合ったもの (通常は開口部の形状が、また貫通型のデバイスで取り付け部の厚さの範囲などの指定がある場合はそれらも) であることが必要となるだろう。

また、[図1](#) は測定対象デバイスで隔壁を挟み込んで両面で導通させるような図となっているが、例えば取り付け部の片面が塗装などの絶縁性の皮膜で覆われていることが想定される場合、両面が絶縁性

の皮膜で覆われた場所に取り付けて歯付き座金で導通を取ろうとしている場合、パネル面に固定されないプリント板実装型のコネクタでフィンガーで導通を取るようになってきている (例えば [図6](#) に例示する Ethernet や USB など良く用いられているコネクタのように) 場合などは、そのような状況を適切に模擬できるようにすることも必要となりそうである。

測定対象物の大きさや形状に関わらず同軸システムの中心導体を確実に接触させることも必要であり、このためには測定対象物に応じた工夫が必要となるかも知れない。

同軸システムの中心導体と測定対象物とのあいだの接触は高周波的に良好なものであるべきだが、そのインピーダンスが伝達インピーダンスの測定結果に直接影響するわけではないので、測定される伝達インピーダンスが非常に低いことが予期されるとしてもこの接触を非常に低インピーダンスとする必要まではない。^{†5}

コネクタによっては嵌合相手のコネクタを挿した状態の方が同軸システムの中心導体との接触を取りやすいかも知れず、そのような場合はその状態で測定しても良いだろう。

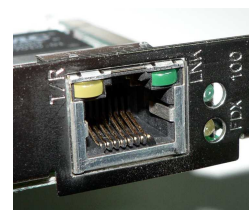


図6: Ethernet 用のコネクタの例 — このようなコネクタの測定のためには工夫が必要となりそうである

3.3 嵌合相手のコネクタやケーブルを含めての測定

嵌合相手のコネクタやケーブルを含めて評価したい、あるいはそのような評価となっても良い場合、この測定法を用いる代わりに、例えば IEC 62153-4-4

^{†5} 一次側の中心導体と測定対象物とのあいだのインピーダンスは電流 I_1 の経路の一部とはなるが、二次側からは見えない (そのインピーダンスで生じる電圧降下は U_2 には寄与しない) ので、測定周波数範囲全体にわたって Z_0 よりも十分に低ければ無視でき、 Z_T よりも十分に低い必要はない。一方、隔壁と一次側の外部導体とのあいだのインピーダンスは測定結果に直接影響するので、隔壁はそのあいだのインピーダンスが Z_T よりも十分に低くなるように、全周にわたってしっかりと接続することが必要となる。

(三重同軸法)^[5] のような測定法を準用して全体として評価することを考えると良いかも知れない(図7)。

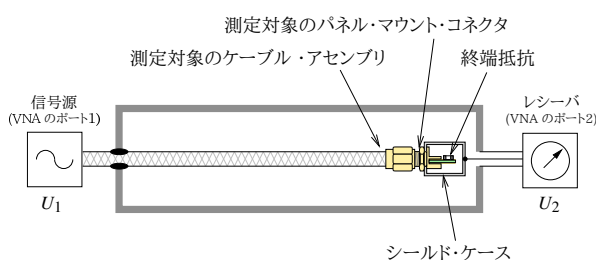


図7: IEC 62153-4-4 を準用してのパネル・マウント・コネクタを含むケーブル・システムの測定の場合

3.4 ケーブル・グラントの測定

この測定法のシールド用のケーブル・グラント (cable gland) への準用は容易であろう。

例えば図8のような構成で測定すれば、シールド・ケース (隔壁で代表される) とケーブル・グラントのボディーとのあいだ、及びケーブル・グラントとケーブルのシールド (金属の棒で代表される) とのあいだの伝達インピーダンスの影響を含めたものを評価できるであろう。

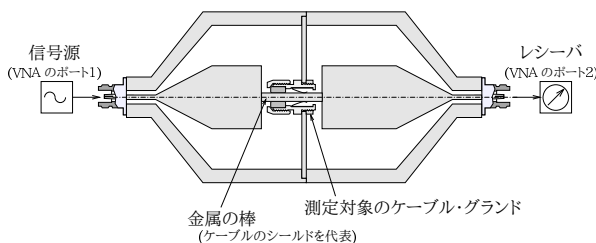


図8: ケーブル・グラントの測定の場合

4 参考資料

[1] IEC 62153-4-10, *Metallic communication cable test methods – Part 4-10: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Shielded screening attenuation test method for measuring the screening effectiveness of feed-throughs and electromagnetic gaskets double coaxial method*

[2] *Measurement of the Shielding or Screening Effectiveness of Feed-throughs and Electromagnetic Gaskets up to 4 GHz and above*, Lauri Halme et al., Proceedings of the 56th IWCS, 2007,

https://www.researchgate.net/publication/228893361_Measurement_of_the_Shielding_or_Screening_Effectiveness_of_Feed-throughs_and_Electromagnetic_Gaskets_up_to_4_GHz_and_above

[3] *Coaxial Waveguide Methods for Shielding Effectiveness Measurement of Planar Materials Up to 18 GHz*, Alessio Tamburrano et al., IEEE, 2014,

<https://doi.org/10.1109/TEM.2014.2329238>

[4] *Methods for determining shielding effectiveness of materials*, Cristian MORARI et al., Electrotehnică, Electronică, Automatică (EEA), Vol. 63, No. 2, 126–136, 2015,

http://www.eea-journal.ro/includes/fisiere_pdf_down/pdf/eea-63-2-2015-126-EN-lp-000.pdf

[5] ケーブルのシールド性能の評価 — IEC 62153-4-4, -4-7 の概要, 株式会社 e・オータマ 佐藤, 2021,

<https://www.emc-ohtama.jp/emc/reference.html>