

# リップルノイズ測定と誤差の要因

## 概要

スイッチング電源のリップルノイズを測定するためには、いくつかの技術的な注意点を考慮しないと正確な測定は出来ません。本 *Technical Report* では、リップルノイズ測定をより正確に行うために考慮すべき点についてご説明します。

## 目次

スイッチング電源特有のノイズ発生メカニズム.....	2
ノイズ発生源のモデル.....	2
コモンモード電流による影響.....	2
コモンモード電流を減らす方法.....	3
コモンモードインピーダンスについて.....	4
コモンモード誤差の早見表.....	4
差動プローブ、差動アンプによる検出方法.....	4
コモンモードノイズの影響を調べる簡単な方法.....	4
プローブケーブルについて.....	4
入カインピーダンスについて.....	5
測定方式による違いについて.....	6
RC-01, RC-02 の方式.....	6
内部構成図(概要).....	6
パルス幅デューティ比による分離方式.....	6
リップル分離比(RIPPLE RATIO%)の設定方法.....	6
ACリップルとスイッチングリップルの重畳している場合の影響.....	7
RC-03 方式.....	7
内部構成図(概要).....	7
フィルタの種類と測定方式.....	7
フィルタの指定で測定できる波形の例.....	8
測定結果の互換性について.....	8
一般的なスイッチングリップル波形.....	8

### スイッチング電源特有のノイズ発生メカニズム

一般的なスイッチング電源は、交流又は直流の一次入力を一且、高周波数にてパワースイッチングを行なった後、目的の直流電圧に変換する方式であり、原理的にノイズ源となりやすい性質を持っています。内部回路では、直流出力よりも大きい電力を持ったパルス波形が、トランジスタやパワートランスにより駆動されており、ノイズを発生させない事は不可能であって、発生したものをいかに出力させないかを対策しています。電源内部のパワースイッチング波形は、次の様な経路でノイズとして外部に発散されます。

- 直流出力端子
- 交流(直流)入力端子
- 磁界
- 電界
- 電磁輻射

スイッチング電源が製品に組込まれた状態においては、前記の様々な経路のノイズが複合的に作用して、製品内部に悪影響を与えたり、周囲の他の機器に影響を及ぼす事があるので、ノイズ発生を極力低減させる様に対策をしている訳です。リップル・ノイズメータはこれらのノイズ源のうち直流出力端子成分について、波形の peak to peak 値を測定することを目的としています。これはスイッチング電源単体を評価する方法として最も一般に行なわれている方法で、オシロスコープによる直流出力端子電圧を観測する方法と DS03.2

同じ目的であります。

### ノイズ発生源のモデル

スイッチング電源の概略構成は、図 9-2-1 のように表わす事が出来ます。



図9-2-1 スイッチング電源の構成

この中でパワースイッチングが行なわれているのは、直流変換部であり、通常 100~200V の高電カパルス波が使用されています。

このノイズ発生源を、出力させないために、入・出力側に、ノイズフィルタを設け、出力端子間ノイズ(eo)を 10~100mV のオーダーに抑えます。

しかし、他の端子間には、同程度かそれ以上のノイズ電圧(ei, eg)が存在したり、様々な浮遊容量を通して、大電カパルスによる高周波ノイズ電流が各部に流出します。

数種類のサンプルによる実測例を下記に表わします。

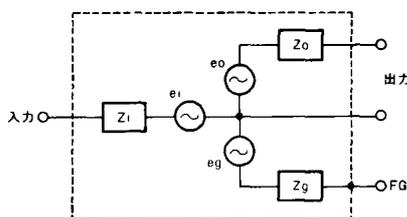


図 9-2-2 電源端子から見たノイズの発生源のモデル

- eo: 出力端子ノイズ電圧
- Zo: 出力端子インピーダンス
- ei: 入力端子ノイズ電圧
- Zi: 入力端子インピーダンス
- eg: FG 端子ノイズ電圧
- Zg: FG 端子インピーダンス

このように、測定しようとする出力端子間の電圧に対し他の端子間電圧が無視できず、測定系にこれらによる回り

込み電流が発生して後述の共通モードノイズとなって測定値に大きな誤差を与える事が多く見られます。

単一の電圧源の電圧を測定するのとくらべ、上記の理由で、スイッチング電源ノイズの正確な測定を困難にしている一因があります。

### 共通モード電流による影響

リップル・ノイズ測定時の回り込みノイズに対する等価回路を図 9-3 に示します。

- eo: 出力端子ノイズ電圧
- ec: 共通モード電圧
- Zo: 出力端子インピーダンス
- Zc: 共通モードインピーダンス
- Z1: プローブケーブル芯線インピーダンス
- Z2: プローブケーブル先端グラウンド線インピーダンス
- Zin: 測定器の入カインピーダンス

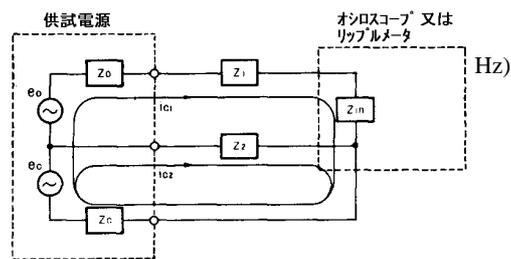


図 9-3 共通モードノイズに対する等価回路

入力端子及び FG 端子に存在するノイズ電圧を代表して、コモンモード電圧  $e_c$  とすると、これによる電流ループ  $i_{c1}$ 、 $i_{c2}$  が発生します。測定器の入力インピーダンス  $Z_{in}$  は、一般に高い値であり、 $i_{c1}$  は  $i_{c2}$  よりも十分小さな値となります。従って、測定器にて観測される電圧はおおよそ、 $e_o + i_{c2} \times Z_2$  となり、 $i_{c2}$  及び  $Z_2$  を十分考慮しなければなりません。

**コモンモード電流を減らす方法**

供試電源の各端子から見たノイズ発生源及び測定系を含む等価回路を図 9-4-1 に示します。

- $Z_i'$ : 供試電源入力側の対地インピーダンス(電源ケーブルを含む)
- $Z_g'$ : 供試電源筐体の対地インピーダンス
- $Z_c'$ : 測定器入力側の対地インピーダンス(電源ケーブルを含む)
- $Z_c'$ : プローブケーブル先端グラウンド線インピーダンス

**(a)測定器入力端子の対地インピーダンスを高くする方法**

理論上では  $Z_c'$  を充分高くすることによりコモンモード電流を減らせる訳ですが、測定器の電源ケーブルや筐体及び信号ケーブルの対地インピーダンスによ

り、高周波まで高い値を得ることはできません。

本器及び、オシロスコープの一例を下記に示します。

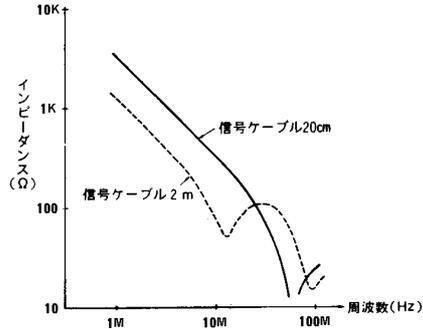


図 9-4-2 リップルメータ対地インピーダンスの例  
これからわかる様に、測定器本体のみの対地容量が 50 ~ 200pF あるほか、

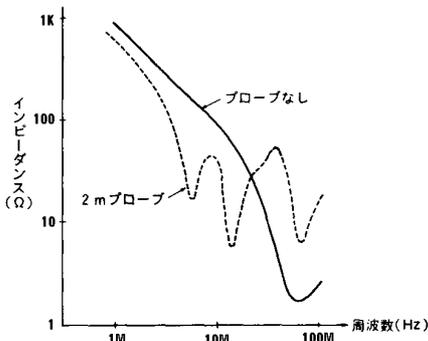


図9-4-3 100MHzオシロスコープの対地インピーダンスの例  
信号ケーブル又はプローブを接続すると対地容量は、ケーブルの空間位置によって変動する上、ケーブルの長さ、これら対地容量により複雑な共振現象を示し、周波数によっては数 ~ 数

100 まで低下します。

この事から交流電源ケーブルを通してのコモンモード電流ではない事を物語っており、仮にバッテリー駆動の測定器でも、同様の影響が考えられます。

**(b)供試電源のフレームグランド(FG)を接地する方法**

図 9-4-1 の等価回路において FG 端子のノイズ電圧源  $e_g$  が十分小さく且つ、そのインピーダンス  $Z_g$  が小さいときには FG 端子を接地する事により、入力端子のノイズ電圧源  $e_i$  によるコモンモード電流を減少させられます。

しかし  $e_g$  が大きい場合には、これによるループ電流が増大し、かえって悪影響を及ぼすことになります。

**(c)供試電源入力端子に、コモンモードのチョークコイルを挿入する方法**

図 9-4-1 において、入力端子のノイズ電圧源  $e_i$  による電流を減らす為にコモンモードチョークにより入力端子のインピーダンス  $Z_i'$  を上げる方法です。

このとき、チョークコイルは、端子に最短距離で接続することが必要です。

**(d)供試電源出カコモン端子と測定器のコモン側を接続する方法**

図 9-4-1 の等価回路上で、容易に理解できることは、プローブケーブル先端グラウンド線インピーダンス  $Z_c'$  に、コモンモード電流が通過する事により誤差を発生する訳ですから、電源コモン端子と測定器のコモン端子を短絡し  $Z_c'$  に流れない様にする事が考えられます。

しかし、現実には  $Z_c'$  は数 cm の電線という低いインピーダンスであり、これをバイパスさせる為のさらに十分低い短絡線を得る事は困難であり、あまり効

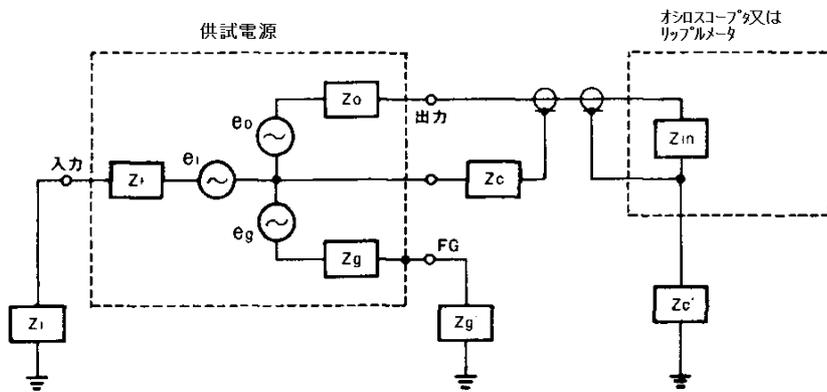


図 9-4-1 各端子ノイズ発生源と測定系の等価回路

果的な方法ではありません。

### コモンモードインピーダンスについて

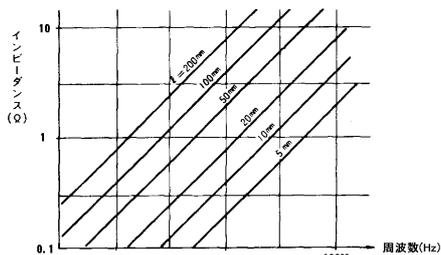


図9-5 グランド線の長さとのインピーダンスの関係

前項に述べたコモンモード電流によって生じる誤差電圧のうち、一番大きな要素として、プローブケーブル先端部のグランド線インピーダンスが挙げられます。又、プローブケーブル自身のシースインピーダンスも考えられますが、同軸構造のケーブルである限り、クロストークはほとんど無視できます。従って、前述のグランド線インピーダンスについて着目し、可能な限り低い値に保つ事が大切です。

一般的に数cmのグランド線が使われ、このインピーダンスのほとんどがインダクタンスと考えると良く、高周波数ほどインピーダンスが上がります。

### コモンモード誤差の早見表

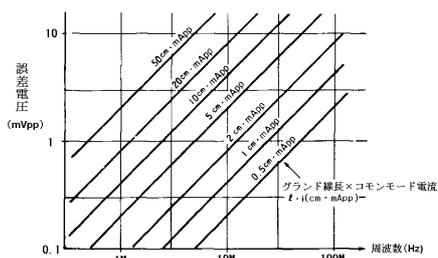


図9-6 コモンモード誤差の早見表

グランド線の長さ、コモンモード電流による誤差電圧の関係を図式化すると、図9-6のようになります。

図9-6表の読み方には2通りの方法があります。

(a)周波数成分  $f$ (例 10MHz)のコモンモード電流  $i$ (1mA)がグランド線長  $l$ (例 DS03.2

5 cm)によって発生する

誤差電圧  $e$ (例 2mVpp)を求められます。

(b)周波数帯域  $f$ (例 100MHz)の成分まで、コモンモード誤差  $e$ (例 2mVpp)以内に測定する為のグランド線長  $l$  及びコモンモード電流  $i$  の積の値(例 0.5 cm・A)が求められます。

この積の値以下になる様に測定系のグランド線長を短くするか又は、コモンモード電流を小さくなる様にします。

### 差動プローブ、差動アンプによる検出方法

コモンモードノイズの影響を積極的に防止する方法に、差動プローブ又は差動アンプを使う方法があります。供試電源の評価試験など、正確さを期す場合には、この方法が理想的とされています。

高周波帯域まで十分な同相電圧除去比(CMRR)をもったものを使う必要があります。(100MHz 帯域等)また、これらを使用した測定法でも、2 入力端子への信号線の接続方法やグランド線の処理が不適当であれば、良い結果が得られません。

入力信号線はシールド線又は同軸線にて出来るだけ短く、そして 2 本を等しい長さに保ち、被測定端子側のシールドシース同志を接続します。

又、入力信号ケーブルが 20 cm以上になる時には、ケーブルが分布定数共振器とならないように特性インピーダンスにて終端しなければなりません。

(後項「9.9 プローブケーブルにてついて」を御参照下さい。)

これらの方法は、高価になるため本器では採用していません。

### コモンモードノイズの影響を調べる簡単な方法

今迄述べて来たように、いずれの測定器を使う場合もコモンモードノイズの影響を常に考慮しておかなければなりません。

では、その測定系にてどの程度のコモンモードノイズを拾っているかを調べるには、プローブ先端の信号線とグランド線を実際の長さのままで短絡し、供試電源出力の片線にのみ接続して見ることです。

このとき観測される電圧は、無入力信号における値であり、コモンモードノイズ等による誤差電圧であります。

供試電源出力の 2 端子間に接続し、リップル・ノイズ電圧を測定したときに比べ、コモンモードノイズによる誤差電圧は、十分小さくなければ正確な測定とは言えません。

この 2 者の比(S/N)以上の測定精度は、期待出来ません。

(例えば、 $S=20mV$   $N=2mV$  のときおよそ 10% 以上の精度は期待できません。)

### プローブケーブルについて

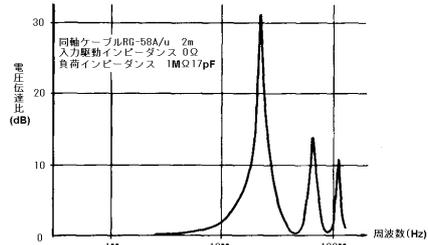


図9-9-1 負荷開放時の同軸ケーブル電圧伝達比

(a)同軸ケーブルの特性

オシロスコープなどのように高インピーダンス入力(1M 20pF など)に専用プローブを使わず、同軸ケーブルを使用する事があります。この場合、受端にてインピーダンス不整合のため反射を

起こし、ケーブル長さを 1/4 波長とする特定周波数及びその高次波にて、完全な共振現象を起こします。

その一例の電圧伝達特性を図 9-9-1 に示します。

電源出力のように非常に低いインピーダンスの信号源に、負荷開放端の同軸ケーブルを接続したときには、図 9-9-1 の入力駆動インピーダンス(0 )に近い状況になり、共振周波数では数倍～数 10 倍の電圧を発生することになります。

不整合をなくすには、ケーブル特性インピーダンスにて負荷端を終端するのが一般的であります。

不整合による共振周波数はケーブルの長さによって変わり、短いケーブルの時には高い周波数で共振します。

リップルメータにおいては、2m ケーブルの共振周波数が 22MHz であるのに対して、1MHz よりも高い周波数のみを 50 Ω 終端しています。

オシロスコープに同軸ケーブルを使用する場合には、終端抵抗に直流カット及び高域終端用としてコンデンサを直列に入れた図 9-9-2 のようなマッチングボックスを接続することをおすすめします。

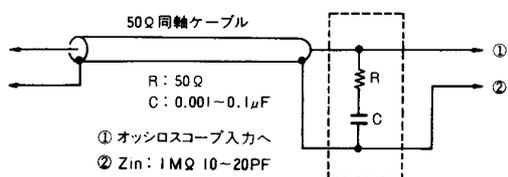


図9-9-2 マッチングボックス

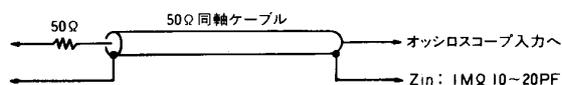


図9-9-3 直列マッチング法

また、電源出力端のインピーダンスが十分に低い事を利用して、ケーブルの入力端でのみ整合させる図 9-9-3 の直列マッチング法もあります。

又同軸ケーブルの大きな特長の一つとして、ケーブルがいくら長くなっても入力から見たインピーダンスは、ほぼ純抵抗で一定(50 Ω)である事が挙げられ、もう一つの特徴はオシロスコープ用ケーブルにくらべ、非常に低損失であることです。特性の一例を表 9-9-1 に示します。

周波数 (MHz)	1	10	30	100
減衰量 (dB/m)	0.014	0.048	0.081	0.16
静電容量 (pF/m)	94			
特性インピーダンス	50			

表 9-9-1 RG58A/U 同軸ケーブルの特性例

(b)オシロスコープに使用されている 1/10 ケーブルは、同軸ケーブルに比べ、極細の抵抗線を芯線として共振現象に損失を与え、負荷開放状態においても共振をしない様に工夫されています。

しかしケーブル単体では、同軸ケーブルにくらべ高域にて非常に大きな損失があり、1/10 プローブの状態において周波数補償を行なっています。

減衰比を 1/1、1/10 に切換できるプローブの場合、1/1の状態の周波数特性は

ケーブルの損失を補うことが不可能であるため、非常に帯域幅が狭くなるのが普通です。

2m ケーブルの一例をあげると、100MHz 用 1/10 プローブの場合、1/1 の状態では 6.7MHz、入力容量 105pF です。

このように、低いレベル

のリップルやノイズを測定する場合、オシロスコープ本体の感度がたりないからと言って、1/1 プローブを使用すると、周波数帯域が極端に低下し、さらに、高域での入カインピーダンスも極端に低くなって(100MHz にて 15 Ω など)好ましくありません。

### 入カインピーダンスについて

測定器の入カインピーダンスは、被測定端子よりも十分高く、接続した事によって被測定物の条件を乱さない事が重要です。

オシロスコープのように、電子回路の様々な測定点を観測するには、十分に高い入カインピーダン

スが要求され、10M Ω、10～20pF の 1/10 プローブを使用するのが一般的です。

しかしこれでさえも、10M Ω のインピーダンスは DC～1KHz 程度までであり、100MHz においては、80～160 Ω にまで低下します。

ここで、直流電源出力を対象とした専用測定器に限定すると被測定端子内には、リップルやノイズを除去する為のバイパスコンデンサが接続されており、きわめて低いインピーダンスであるのが一般的です。

このバイパスコンデンサには高周波特性の良い電解コンデンサや、小容量の高域用コンデンサの並用が行なわれ、DC～30MHz では、2 Ω 以下のものが多いようです。(電源出力リード線を使用しているものは別として)

100MHz になると、10m のリード線のみで 3 Ω 程度になりバイパスコンデンサ

加ら出力端子までの距離による出カインピーダンスが上がる場合があります。このように低いインピーダンスを持つ供試電源に対し、50 の入カインピーダンスにて測定しても、それほど大きな誤差とはなりません。

電源内部のバイパスコンデンサから、出力端子あるいは出力リード線が長くなっている場合、リード線インダクタンスによって、広域までインピーダンスが上がります。このとき、測定器の入カインピーダンスによる負荷効果にて、観測される電圧は低下するはずですが、

しかし、実際の供試電源においては、前記「コモンモード電流による影響」が大きく働いて、逆にノイズ電圧が大きく観測されるのが普通です。

従って、正確さを期すには、このコモンモードノイズを減少させる為に、最短距離でプロービングするか、又は、出力リード線の先端に別にバイパコンデンサを付けた状態(電源の実装状態に近い条件)で測定するのが最良の方法です。

**測定方式による違いについて**

弊社ではリップルノイズ測定用機器として次のようにいくつかの製品(タイプ)を持っており、タイプによって周波数帯域や測定方式が異なります。ここでは、

タイプ	適用製品	測定帯域	測定方式
RC-01	model-500E, model-500F, model-600E	50MHz	パルス幅デューティ比設定方式
RC-02	RM-102, RM-103 EL-302RA, EL-302RB, EL-1002LA ELL-303, ELZ-303, ELS-304	100MHz	パルス幅デューティ比設定方式
RC-03	model-600E	50MHz	デジタリビ・ホールド方式

このようなタイプによる違いをご説明します。

**RC-01, RC-02 の方式**

**内部構成図(概要)**



- A . 高周波終端 (特性インピーダンス = 50 )
- B . フィルタ (LPF, THRU, HPF) 部
- C . レンジ切り替え部
- D . リップル分離部

**パルス幅デューティ比による分離方式**

RC-01 方式(RC-02 も同様です)では、リップル電圧の分離方式として以下に述べるパルス幅デューティ比による方式を採用しています。図 10-3-1 の波形

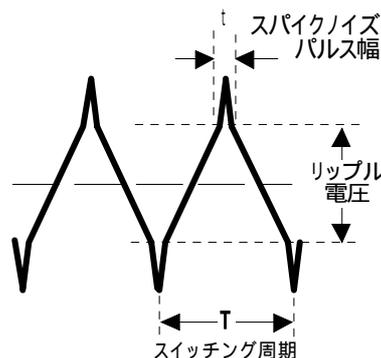


図 10-3-1

の場合には、スイッチング周波数の周期 T に対し除去したいスパイクノイズのパルス幅を t とすると、 $t/T \times 100(\%)$  を、リップル分離比と呼び 0 ~ 15% の範囲

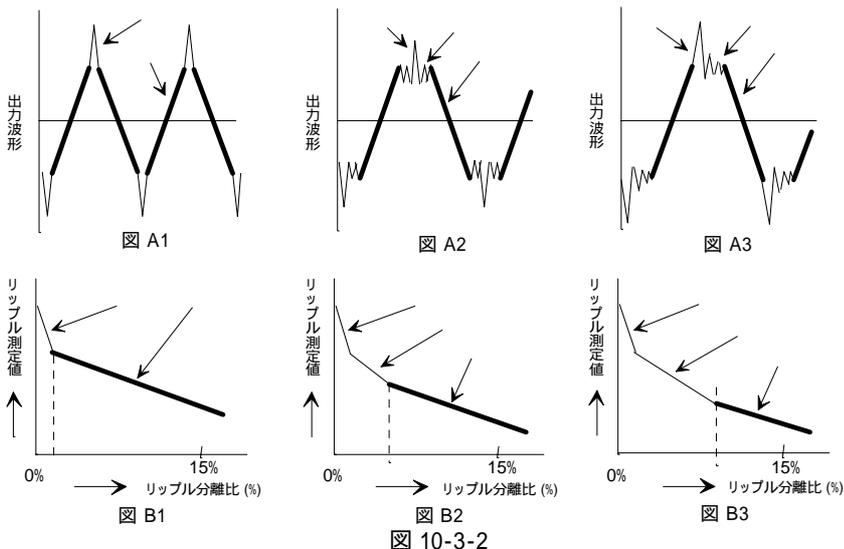
にて指定できます。すなわち、スイッチングの 1 周期について、指定したリップル分離比に対し、スパイクノイズのパルス幅デューティ比が等しくなるレベル

を求めリップル電圧とします。この方法では、全帯域幅のまま原波形に影響を与えずに分離できるため、従来のオシロスコープによる観測測定値と良く一致した結果が得られます。

**リップル分離比(RIPPLE RATIO%)の設定方法**

RC-01 のリップル分離方式では、リップル分離比の設定値により異なった測定結果となります。それは、スパイクノイズをどれだけ分離した後のリップル電圧であるかを意味するのであり、リップル電圧値はリップル分離比の関数であると言えます。すなわち、リップルやスパイクノイズを振幅成分に着目して定量的に表現するには、リップル分離比毎(0 ~ 15% など)のリップル電圧値をそれぞれ測定する事が理想的です。しかし一般的には、複数のリップル測定値が存在することがまぎらわしく、又測定にも手間がかかります。そこで、従来から行なわれているオシロスコープによる目視測定結果と一致するリップル分離比の設定方法を以下に述べます。まず、代表的なリップル・ノイズ電圧波形 A に対するリップル電圧測定値 B を、リップル分離比設定ごとに表わすと第 10-3-2 図のような傾向になります。

リップル分離比の変化に対するリップル測定値を見ると、0% 時には、スパイクノイズの先端をとらえて一番大きな値を示し、分離比の増加と共に急激な傾斜で降下する の部分があります。又、分離比をどんどん増やしていくと、最終的には一番ゆるい傾斜を示すの部分になります。A2 や A3 の波形のようにスパイクノイズに振動をともなう場合には前記 と の間に、中間的な

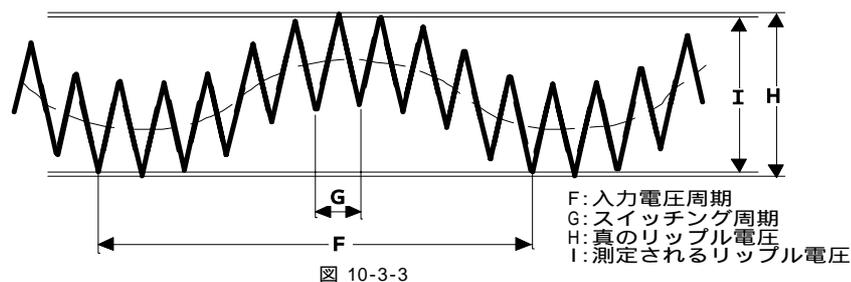


傾斜を示すの部分がります。オシロスコープによる目視測定では、A1～A3に示した波形のうち、スイッチング基本波成分の太線で示した部分が、輝線として最も明るく見え、スパイクノイズ部分は急峻な変化をするため暗く見えます。従ってリップル電圧成分としては太線部分の振幅を読み取っている訳です。

結論として、前記B1～B3のグラフにおいて、最もゆるい傾斜を示すの直線の左端部に相当するリップル分離比に設定すると良いことになります。一度決定した分離比は、同一種類の供試電源に対しては、ほとんど変える必要はありません。

### ACリップルとスイッチングリップルの重畳している場合の影響

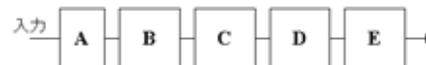
RC-01によるリップル電圧分離方式に



DS03.2

### RC-03方式

#### 内部構成図(概要)



- A. 高周波終端  
(特性インピーダンス = 50 Ω)
- B. ハイパスフィルタ部
- C. レンジ切り替え部  
(100mV / 0.6V / 3.0V)
- D. ローパスフィルタ部
- E. 高速ADコンバータ部

### フィルタの種類と測定方式

RC-03はピーク測定方式となっている為、リップル電圧測定はフィルタの出力電圧のピーク電圧を測定する事になります。ハイパスフィルタは2種類あり下記の様な用途に使用します。

50Hz: ACリップルを含むリップル・ノイズ測定を行う場合に選択します。

5KHz: ACリップルを除くリップル・ノイズ測定を行う場合に選択します。

ローパスフィルタは4種類あり下記の様な用途に使用します。

2KHz: ACリップルの測定を行う場合に選択します。

300KHz: リップルの測定を行う場合に選択します。

20MHz: 20MHzのノイズ測定を行う場合に選択します。

50MHz: 50MHzのノイズ測定を行う場合に選択します。

**フィルタの指定で測定できる波形の例**

図 10-4-2 に一般的なリップルノイズ波形の例を示します。

パイクノイズは、一般に図 10-2 の様な波形となります。

半導体スイッチ素子によりスイッチング

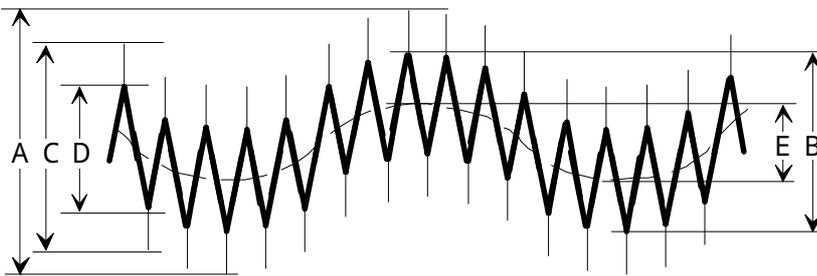


図10-4-2

- A:リップルノイズ電圧
- B:リップル電圧
- C:ノイズ電圧
- D:スイッチングリップル電圧
- E:ACリップル電圧

周期毎に ON,OFF を繰返され、平滑コンデンサやインダクタにより積分された三角波状のノイズ電圧を発生します。又、(図 10-4-2)の過渡期には大きなスパイクノイズを伴ない、リップル電圧の頂点付近に重畳されます。

**測定結果の互換性について**

リップルノイズ測定は高周波の測定であり、しかもノイズ成分を測定するという特異な性質を持っております。従って、その測定には今まで述べたような様々なノウハウや注意すべき点があります。また、前項で2種類の測定方式をご説明しましたが、これらの測定方式は測定原理が異なるため異なる測定結果となる場合がありますのでご注意ください。

この総合波形からリップル電圧を分離測定するには、種々の方法が考えられ、簡便な方法としてはスパイクノイズの高周波成分を低域フィルタで除去し、リップル電圧と見なして測定します。

しかし、この方法では、スパイク成分だけを理想的に取り除くことは出来ず、更にリップル電圧波形も変化を受けて正確な測定は出来ません。又、スイッチング周波数が大幅に変化したり(20KHz や 500KHz など)スパイクのパルス幅が広い場合にはフィルタによる分離は困難となります。

測定速度の高速性が要求される場合には RC-03 タイプ、従来製品との互換性が要求される場合は RC-01, RC-02 タイプの選択をお勧めします。

**一般的なスイッチングリップル波形**

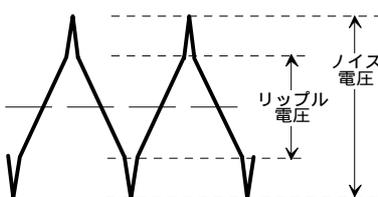


図 10-2

スイッチング電源の出カリップル及びブス

**株式会社計測技術研究所**

〒224-0037

横浜市都筑区茅ヶ崎南 2-12-2

TEL 045-948-0211

FAX 045-948-0221