

# 音波のよもやま話 (その12)

## 探触子から強い音を出す①

High power sound form transducers(1)

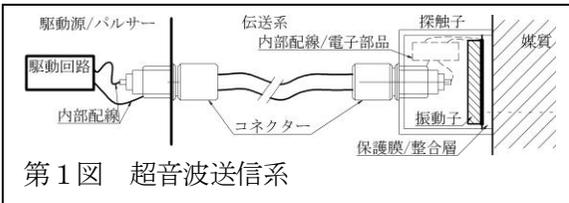
(南)アイ・エス・エル 宇田川義夫

### ◆はじめに

前回までパルサーと探触子かでの音の話をした。小さな欠陥を検出するには、大きな音を送信した方がよい。遠くのものを検出するにも大きな音が有利である。圧電振動子を使って、如何に大きな音を出すかの話である。

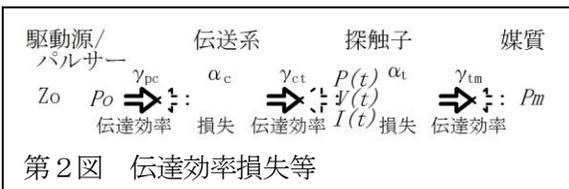
### ◆圧電振動子による音波送信系

圧電振動子を使って音を送信する場合の送信に絡む代表的要素を第1図に示す。単に駆動源



第1図 超音波送信系

の発生電圧を高くしても、必ずしも送信音圧は大きくなる。各要素での損失を小さくし、各要素間でエネルギーを効率よく伝達する事が肝要である。効率が悪いと、発熱による冷却などほかの問題を同時に考慮する必要が出てきて厄介である。第1図のエネルギー関連を図示し



第2図 伝達効率損失等

た第2図で駆動源/パルサーの出力  $P_o$  がケーブルなどの接続要素を伝搬して探触子内の振動子を励振し、媒質に伝搬する。媒質に如何に多くのエネルギー  $P_m$  を供給するかが課題である。必ず  $P_o > P_m$  でもある。探触子への電力  $P$  は探触子印加電圧  $V$  と注入電流  $I$  の積の積分で

$$P = \int V(t) \times I(t) dt \quad \text{式(1)}$$

となる。図の点線の様に逆方向のエネルギーの流れもある。電流は方向が考慮されているので、式(1)は逆流も考慮されている。電流と電圧の実効値をそれぞれ  $V_e, I_e$  とすると単純掛け算が皮相電力  $P_a$  と呼ばれ以下の関係がある。

$$P_a = V_e \times I_e \geq P \quad \text{式(2)}$$

単純い電圧電流を測って掛け算しても探触子に供給される電力は計算できない。ここに

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 dt} \quad \text{式(3)}$$

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I(t)^2 dt} \quad \text{式(4)}$$

である。

音が外部に出なければ、実効電力が皮相電力の10%に満たない事もしばしばあり、必ず端子電圧と流れ込む電流をリアルタイム測定し、式(1)を使って実効電力を確認する必要がある。

電力計と呼ばれる測定器は直接電力の実効値が測定できるが、電流や電圧を測定する機器では、計測波形がサインカーブだと仮定してピーク又は平均値  $V_a, I_a$  を求めて実効値に変換しているなど各種方式があるので、測定機器選定に注意が必要である。平均値は以下の式で示される。

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt \quad \text{又は} \quad \frac{1}{T} \int_0^T |V(t)| dt \quad \text{式(5)}$$

$$I_a = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt \quad \text{又は} \quad \frac{1}{T} \int_0^T |I(t)| dt \quad \text{式(6)}$$

周波数が MHz 台以上では一般の機器や電流計測用アダプターでは精度の良い測定が難しく、市販探触子専用電圧電流測定アダプターを用いるか自作などで、適切なものを使う必要がある。探触子への電力供給は十分なはずなのに、思った様な大きな音が発生しないことがあり、多くは探触子への注入電力が駆動源に戻ってきてしまう事による。探触子端栓と内部の振動子電極で電流電圧が異なる為、探触子内部の振動子近

辺に電流電圧検出回路を、予め組み込まざるを得ない事もある。

#### ◆電流と電圧いずれを大きくすべきか

電力は前式のように「電圧」×「電流」なので、どちらを大きくしても良いが、どちらにするか基本方針を決める必要がある。

既に使う探触子が決まっています、色々な細工をしてもインピーダンスが高く、耐圧の余裕がある場合、電圧を上げる事になる。耐圧が低い探触子では、耐圧ぎりぎり、可能な限り電流を大きくする事に成る。

長いケーブルで電力伝送する場合は、電圧が高い方が電流は小さく、ケーブルの直列抵抗などによる損失が少ない。

計測用コネクタに使われる BNC の耐圧は 1kV 前後である。これより高い電圧用として BNC 同様のバヨネットロック式の SHV 型が良く使われ、5kV が耐圧である。通常使われる RG58、RG174 など 50Ω 系同軸の耐圧は 1kV である。コネクタやケーブルの耐圧は 1kV が一つの区切の様である。

アレイの同軸ではメーカー保証耐圧 100V 以下の同軸を 100V 以上で使っている。保証電圧は DC 又は 50/60Hz であるが、連続高周波では耐圧は下がる。が、パルス信号印加の場合、余裕があり、実耐圧電圧はカタログ耐圧より高く、カタログ値の数倍でも使う事もできるがケーブル・メーカーの保証はない。

ケーブル、コネクタ等の絶縁体は 50kV/mm 以上の DC 耐圧がある。大気は 2kV/mm と低い。絶縁体表面は耐圧が低い。非破壊では特に接触媒質に一度濡れると低い。市販ケーブル、コネクタの規格や保証値は、ボイドなどがある事を前提にかなり安全側の様だ。使用者側判断で安全性を確認し、カタログ規格以上の電圧で使う事も広く行われている。1kV 耐圧の RG174 などでも 10kV の電圧で使う事もある。高い繰返し高電圧の印加する時、印加ごとに発生する小さなプラズマで表面が傷んできて劣化するので使用状況との関係を考慮する必要がある。

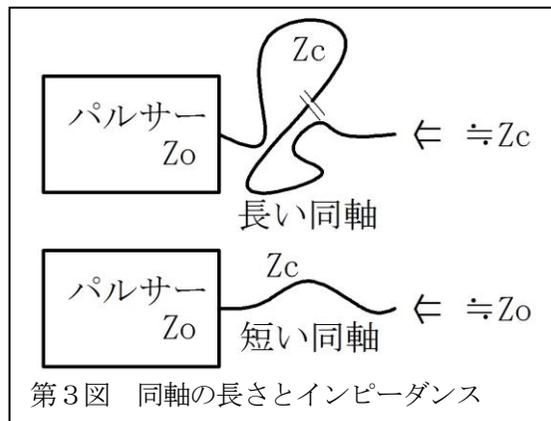
アンプなどの駆動素子は多くは MOSFET だが、耐圧が 600V、900V、1200V の製品に集中して MOSFET メーカー各社が競争している。これ以外の例えば 1800V 品では総合性能が悪い。

以上の様に色々な視点から総合的に考え、電圧と電流をどの程度にすべきかを考える必要がある。

まず一般ユーザが容易に交換できる伝送系ケーブルの話から始めよう。

#### ◆伝送系ケーブルの影響 (1) 長さ

伝送系は多くは同軸ケーブルが使われる。稀にツイスト・ケーブルも使われるが、何れも特性インピーダンスが規定されている。使う周波数におけるケーブル内波長に比べケーブルが十分長い場合は、入出力端子は特性インピーダンス  $Z_c$  相当の抵抗とみなしてよい。但し、広帯域で使用したい場合、周波数下限でも十分長い必要があり、極長いケーブルとなる。



一方極短いケーブルではパルサーの特性がそのまま同軸端で観測されケーブルは無視できる。一般的に 50Ω 系同軸ケーブルが無視できる長さの目安は以下である。

- 下限周波数が 0.1MHz なら 100m
- 下限周波数が 1MHz なら 10m
- 下限周波数が 10MHz なら 1m
- 下限周波数が 100MHz なら 10cm

上記理由でか、5MHz 前後を多用する市販の標準探触子ケーブルは 1.8m か 2m となっている。上記条件を満たさない場合は、ケーブルの特性を無視できない可能性が高く、検討が必要となる。後述するが、極強力な励振の場合、細かな現象を観測したい場合などでは、上記目安でも長すぎる事が多い。

なお、50Ω の同軸内の波長は同軸内で電磁波速度は大気中より下がり、以下に波長を示す。

- 1MHz 200m
- 10MHz 20m
- 100MHz 2m

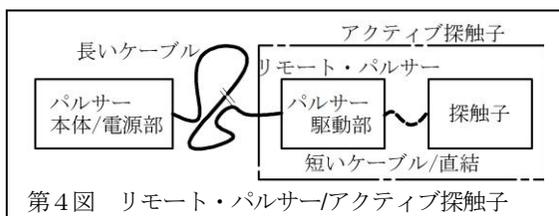
使用したい周波数範囲の波長に対して伝送系が十分短いと、同軸は無視してよいが、アレイ用ケーブルでは注意が必要である。アレイ振動

子は概して電気インピーダンス高いので無視できる傾向にあるが、アレイでも振動子素子が大きな場合や通常の単体探触子を繋ぐ場合は無視できない事が多い。アレイの探触子に使われる同軸はAWG32以上で同軸の外径は0.5mmφに満たない。芯線はごく細く直流抵抗の損失は無視できない。例えばAWG41の場合5Ω/mの芯線の抵抗があり、2mのケーブルでも10Ωとなる。市販の5MHz10φの探触子は公称周波数での等価抵抗20Ω前後が多く、無視できない。

手動探傷で良く使われる探触子ケーブルの外径はΦ2.5~Φ6だが、例えばRG174やRG58ケーブルなどのm当たりの直流抵抗はmΩ単位で小さく無視できる。減衰損失のみ注意すればよい。外形2.5φのRG174は0.1dB/m@10MHzなので、よっぽど長くなければ減衰損失も無視できる。

伝送ケーブル長さが使用したい波長程度の場合は、長さにより等価的に誘導性になったり、容量性に成ったりする。探触子は容量性であり、帯域が比較的広いので、どうなるか計算で求めるにくいので、実際に作って試験するのが手っ取り早い。

基礎実験の場合は、何が起きるか判らないので、ケーブルが無視できる様に可能な限り短くするのが無難である。探触子を遠くに配置する必要がある場合は、パルサー駆動回路をパルサー本体から離して、探触子の近くに配置できる、リモート・パルサーも各社から販売されているので、これを使うもの良い方法である。防水型も販売されている。本体とリモート部間は複合ケーブルを使うタイプと通常同軸2本で繋ぐものがある。リモート部と探触子間は直接繋ぐタイプと短い探触子ケーブルを用いて繋ぐタイプがある。



第4図 リモート・パルサー/アクティブ探触子

#### ◆ケーブルの影響 (2) 特性インピーダンス

探触子とパルサー出力の電気インピーダンスは伝送ケーブルの特性インピーダンスに近い方が効率的に電力は伝わるが、超音波用の製品はそうっていない。特に探触子のインピーダン

スの範囲は広い。パルサーの出力インピーダンスは50Ω以下のものが大半で、探触子も50Ωより低い方が、送信音圧アップが期待できる。

通常同軸ケーブルは50Ω又は75Ωであるが、同軸を並列に繋いで、例えば第5図のように50ΩのRG174同軸ケーブルを2本並列に使うと25Ωの同軸相当、4本並列に使うと12.5Ωの



第5図 ティースで25Ω伝送

同軸相当となる。特性インピーダンス50Ωの16芯多芯同軸で、全て並列接

続すると、特性インピーダンス3Ωとなる。特性インピーダンスの低い伝送系が必要な場合よく用いる方法である。

#### ◆ケーブルの影響 (3) インダクタンス

大電力の超音波送信の場合、インピーダンスの低い振動子が使われる事がある。また基礎試験では振動子の基本波の最低10倍の帯域まで観測しないと、何かの現象を見失う可能性が増える。この場合、例えば基本波で10Ωの探触子は観測帯域上限で1Ωと考える必要があり、配線抵抗はこれより十分小さい必要がある。忘れがちで影響が大きいのはインダクタンスである。短い配線や同軸のインダクタンス成分の影響が無視できなくなる。インダクタンスはケーブル太さで余り変わらないので、電気屋は10nH/インチで計算するが、この概算値が影響しそうな場合は要注意である。10nHは10MHzで0.6Ω相当である。パルサー駆動素子に使うMOSFETの内部インダクタンス(パッケージインダクタンス)のみで10nHを超える場合もある。パルサー自身や探触子内の配線のインダクタンス分が制限になる場合も多い。線を太くしてもインダクタンスが減らない理由の一つは表皮効果で高周波電流は表面近くしか流れない事である。インダクタンスの例を挙げると

AWG24 (0.2mm <sup>2</sup> )	25mm	30nH
35μ厚銅箔幅	2mm長さ25mm	20nH
1mm厚銅箔幅	2mm長さ25mm	17nH
1mm厚銅箔幅	10mm長さ25mm	10nH
1mm厚銅箔幅	100mm長さ25mm	3nH

50倍の広さにしても1/6にしかならない。このリード・インダクタンスの影響を避けたい場

合、アクティブ型探触子を検討する事になる。探触子の中にパルサー駆動回路を組み込んで駆動素子と振動子間配線長を最小にできる（第4図参照）。パルサーの特性も振動子に合わせられるメリットがあるが、探触子種類毎に電子回路の設計組込コストが高む。

#### ◆ケーブルの影響 (4) 容量

同軸ケーブルで減衰はあまりないと前述したが、多くの場合減衰して観測される。理由は以下である。50Ω系同軸は1m当たり95pF程度の容量を持っている。例えば30mだと約3000pFの容量で通常5MHz10φ探触子（多くは500~1500pF）の3倍程度になる。標準探触子と探触子ケーブル長2mを対象に設計された、パルサーでは駆動電力が足りない状況が発生する事になる。最初の1パルスは、まともに音が出るのに、送信回路の高圧電源の容量が小さいため、高圧電圧が送信毎に段々下がってしまう事も多い。探傷器を軽量化、コストダウンの為には電源を小さくせざるを得ない。高圧電源の容量を増やすと感電した場合事故につながる事もあり、汎用探傷器はこの安全性を考慮して送信平均電力を下げている。

観測者は最初のパルスを観測していないので、単に感度が下がった、あるいは感度の低い探触子と勘違いしてしまう。パルサーの駆動力に余裕があっても、その高圧電源の余裕がない事が多い。電源に余裕がない場合、PRF（パルス繰返周波数）を上げた時に送信音圧が下がる。PRFが低くても良いなら上記問題はPRFを下げれば解決する。探傷器等のカタログ等には書かれていない項目である。特にアレイでは設計対象振動子素子の容量が小さく、電源を大きくしたく無いため電源容量が極小さく、ケーブルを伸ばすと送信パルス電圧が下がる。アレイのチャンネル数分の巨大電源が無いと、通常探傷器並みにケーブルを伸ばせない。長いケーブルを繋いだ時の送信感度低下は、多くの場合同軸の損失ではなく、駆動パルサー電源側の問題である。

ツイスト・ケーブルには特性インピーダンスが100Ω程度のものもあり、その静電容量は50Ω同軸の半分程度になる。真空管時代に良く使われた93Ω系、185Ω系同軸は50pF/m、20pF/mと小さいが外径が大きいのが欠点である。細い柔軟性のある同軸は40pF/m程度まで市販されている。特性インピーダンスは明記されていないが、オーディオ用のシールド・ケーブルも

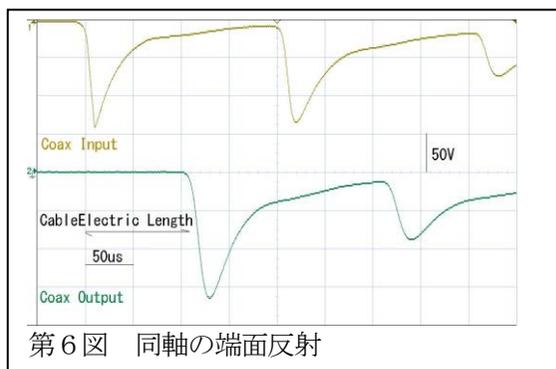
低容量の物が多い。元々探触子のインピーダンスが同軸のそれと同じには設計されていないので、こう言ったものを使うのも良からう。

ケーブルの電流容量が足りない場合、より太い同軸を使うのが原則だが、可撓性や組み込み容易性を考え細い同軸何本かを並列に使う事もある。必要に応じてトランスなどでインピーダンス整合を取る。

#### ◆ケーブルの影響 (4) 端部反射

音は媒質の端で反射する場合に音圧が最大2倍になる。長い同軸（正確には伝送線路）も端面が解放だと原理上2倍の電圧が発生する。探触子の電氣的インピーダンスが同軸より十分高い場合、最大2倍の電圧が振動子に印加される。例えば200Ω程度のインピーダンスの探触子の場合、長めの50Ωか25Ω同軸ケーブルを使うと、標準ケーブルより送信感度が上がる。同軸ケーブルの長さ相当の多重反射となる事も多く、パルス分解能が損なわれる欠点がある。

第6図では同軸入力端電圧が150V弱である（図上）が、同軸出力端電圧が150V強になっている（図下）例である。



第6図 同軸の端面反射

なお、この現象を知らずに長いケーブルを使って探触子に送信電圧より高い電圧が加わって、探触子の耐圧を超えて破損に至る事故に注意が必要である。実際には送信電圧の1.5倍以上の事は滅多に無い。

連続波やQ値が高い場合、同じ反射を使う方法として、同軸内往復反射遅延時間を周波数探触子の発振周期の1/2又は1/4にすると、前述の共振と同じ状態になり送信感度が上る事がある。

#### ◆コネクタの影響

伝送系のコネクタに関しては電気長（電気信号が伝搬する時間）が短いので殆どの場合無視できる。超音波探傷器に繋ぐ標準探触子ケーブルの特性インピーダンスは  $50\Omega$  であるが、探傷器のパネルには  $75\Omega$  のコネクタが昔から使われていて、差を感じる事は無い。真空管時代は  $93\Omega$  用コネクタだった。観測上限が数十 MHz 以下では  $50\Omega$  のコネクタでも  $75\Omega$  のコネクタでも電気長が短いので殆ど関係ない。100MHz を超える成分や極大電流の実験では注意が必要である。コネクタ耐圧は絶縁材の表面で決まる。絶縁材耐圧に関しては前述した様に高い。しかし、表面は原子の結合状況が異なり、耐圧が下がる。その為表面は入子やラビレンス形状にしている事が多い。更に接触媒質が濡れる環境であり、接触媒質の種類によっては濡れると耐圧が可なり下がる。湿度が上がると導通し、乾燥すると絶縁する場合もあり、コネクタの絶縁体は常に清掃する必要がある。

#### ◆駆動系

前回までパルサーの話をした。出力インピーダンスと負荷インピーダンスが同じ値の場合、負荷へ最大電力が供給される条件ではない。理論書では、回路の駆動方式には定電圧駆動、定電流駆動、定抵抗駆動とあるが、市販パルサーは厄介な事に、いずれでもない。

定電圧駆動の場合、その出力電圧を  $V_0$ 、電流を  $I_0$  とすると、負荷  $R_L$  に供給される電力  $P_L$  は

$$P_L = V_0 \times I_0 = \frac{V_0^2}{R_L}$$

となる。 $R_L$  が小さければ小さいほど出力が大きくなる。

定電流駆動の場合は

$$P_L = V_0 \times I_0 = R_L \times I_0^2$$

なので、 $R_L$  が大きければ大きいほど出力が大きくなる。

定抵抗駆動の場合は

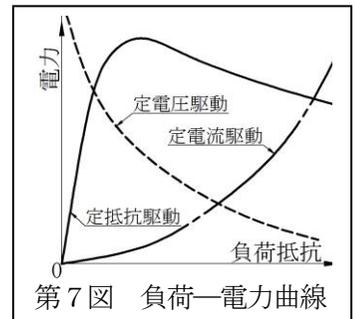
$$\begin{aligned} P_L = V_L \times I_L &= \frac{V_0 R_L}{R_0 + R_L} \times \frac{V_0}{R_0 + R_L} \\ &= \frac{V_0^2 R_L}{(R_0 + R_L)^2} \end{aligned}$$

これを微分すると

$$\frac{dP_L}{dR_L} = \frac{R_0 - R_L}{(R_0 + R_L)^3} V_0^2$$

となり、 $R_0 = R_L$  の場合微分値が 0 となり、最大電力条件となる。これが、一般に言われるインピーダンス整合である。

以上をグラフで表すと第 7 図となる。駆動源がどれに近いかを知らなければ、最大負荷電力となる負荷抵抗値が分からない。



第 7 図 負荷—電力曲線

多くの場合、或いは規格に基づく場合は、負荷を付けない場合の出力電圧を  $V_0$  として、 $50\Omega$  の無誘導抵抗を負荷として、その時の負荷の端子電圧  $V_{out}$  を測る。パルサーの実効出力抵抗は

$$R_0 = 50 \frac{V_0 - V_{out}}{V_{out}} (\Omega)$$

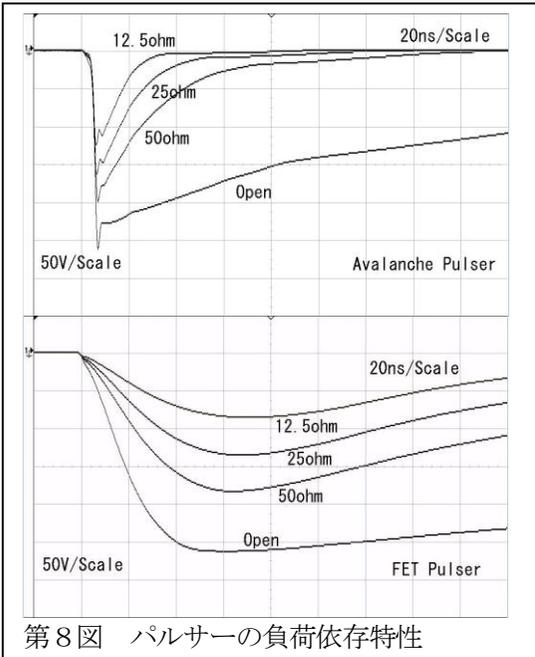
となる。定抵抗駆動であれば、これが最大電力を得る値だが、出力インピーダンスが負荷で変わらないと言う事を仮定した計算で、余り有用性が無い。実際には無誘導抵抗  $50\Omega$  の代わりに、色々な値の抵抗での負荷へ供給される電力を測定し、負荷電力カーブを描いて、最適値を求める必要がある。負荷への供給電力ピーク  $P_L$  は

$$P_L = V_L \times I_L = \frac{V_L^2}{R_L}$$

である。

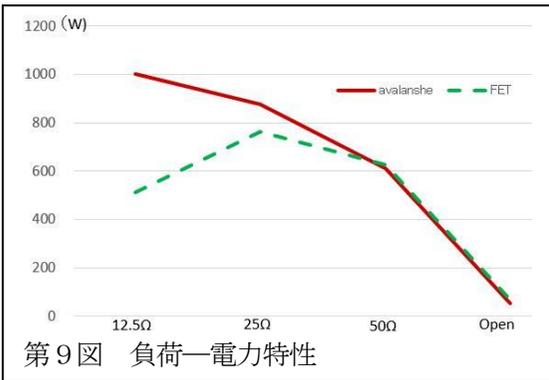
高圧電圧がほぼ同じで、駆動素子が MOSFET の汎用探傷器とアバランシェ・トランジスタを用いた高周波用のパルサー出力を測定すると第 8 図となり、前式で瞬間電力を計算すると第 9 図となる。MOSFET では負荷が  $25\Omega$  の場合が計測値最大で、その付近に最大電力出力点がある。アバランシェ・トランジスタの場合は  $12.5\Omega$  以下に最大電力出力点があるようだ。  $12.5\Omega$  までは周波数特性の良い  $50\Omega$  ターミネーションを並列に使って測定した。小さな抵抗などケーブルで繋ぐと  $1\text{cm}$  でもインダクタンスにより波形が歪み、何を測定しているか判らなくなる。これ以下の小さな負荷の精度の良い測定は一般的に大変だ。探触子は容量性の場合が多く、帯域が広いと実質インピーダンスが下がるので注意が必要である。

MOSFET を使った高い送信電圧のパルサーより、送信電圧がより低い高周波用アバランシェ・パルサーを使うと高い感度が得られる経験



第8図 パルサーの負荷依存特性

をするが、負荷である探触子のインピーダンスが低い場合は第9図を見れば明確だ。12.5Ωの負荷ではアバランシェ・トランジスタはMOSFETの倍の電力を出せる。実負荷の振動子は容量であり、パルスが印加した瞬間は実質もっと低い抵抗と同等と考えられ、第9図より



第9図 負荷—電力特性

も更に良い条件になっていると考えられる。第8図の立下りのカーブを見るとアバランシェ・トランジスタでは負荷に拠らず同じカーブである。一方MOSFETは負荷により変化している。

FET パルサーに使われている素子のカタログ上の出力インピーダンスは2Ωとなっているが、パルサーとしての実用上は25Ω付近で、電流飽和している。カタログ上の電流飽和は約10Aで500Vでは計算上50Ω相当の出力インピーダンスとなる。カタログに載っている出力インピーダンスは、一般に小振幅時のインピーダ

ンスであり、大振幅時のインピーダンスでは大きな値を示すのが一般的だ。

アバランシェ・トランジスタの飽和電流を測定すると100A以上あり、実際に負荷との配線総長を3cm以下として5MHz10φと小さな振動子に200Vで200A近くを流しか経験もある。この時の瞬間最大電力では40kWである。

### ◆伝送系のトランスによる改善

トランスと言うと電圧を変換するイメージが強いが、電圧を変換すると同時にインピーダンスも変換できる。

トランスの一次側の電圧と電流電圧が  $V_1$ 、 $I_1$  とすると入力電力  $P_1$  は

$$P_1 = V_1 \times I_1$$

となる。二次側も同様に電圧と電流電圧が  $V_2$ 、 $I_2$  とすると出力電力  $P_2$  は

$$P_2 = V_2 \times I_2$$

一次に対する二次の巻き線比を  $n$  とすると、

$$V_2 = nV_1$$

トランスの損失は一般に非常にすくない。

$P_1 \approx P_2$  とする。

$$V_1 \times I_1 = V_2 \times I_2 = nV_1 \times I_2$$

従って

$$I_2 = \frac{I_1}{n}$$

となる。インピーダンスは電圧と電流の比なので、一次側インピーダンスを  $Z_1$ 、一次側インピーダンスは  $Z_2$  とすると

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{nV_1}{\frac{I_1}{n}} = n^2 \frac{V_1}{I_1} = n^2 Z_1$$

となり、二次側は一次側の  $n^2$  倍のインピーダンスとなる（第10図参照）。

第8図下のMOSFETパルサーの場合、出力インピーダンスは25Ωなので、ケーブルに長い50Ω同軸を使うなら、50Ωに合わせてインピーダンスを上げるには  $n^2$  が2になる様にすればよい。即ち  $1:\sqrt{2}$  の巻き線比とトランスを作る

電圧変換		インピーダンス変換	
巻き線比 1	$n$	巻き線比 1	$n$
電圧比 1	$n$	インピーダンス比 1	$n^2$

第10図 トランスの性質

事になる。一次側20巻き、二次側28巻きのトランスを作れば良いが、励振電圧が数百V以上

と高いし、周波数特性も考えると、自作は難しく、市販高周波トランスが販売されているので、これを使う事になる。なお、巻き線の総長は使う周波数の上限より十分短い必要がる。更に巻き線間容量、抵抗や漏れ磁界の影響もあるので、自作時には試行錯誤が必要である。

### ◆既存探触子の整合

長い同軸ケーブルを使う場合は、パルサー側を最大電力が供給できるようにした上で、ケーブルと探触子の整合を取る。ケーブルが無視できる長さの場合は直接、探触子をパルサーと整合させる。

既に使いたい完成品探触子がある場合を考える。大半の探触子の中の振動子は、ほぼコンデンサーと同じと思っても良い。が、完成品探触子の中には電子部品が入っている場合もあるので、インピーダンス・アナライザ等で念のため、測定する必要がある。その結果の絶対値を  $Z_t$  とする。本来は位相も含め整合させると一番効率が上がるが、経験上それほど良くならないし、煩雑に成るので位相は無視して述べる。

前述の様にケーブルの長さによって実効インピーダンスが変わるが、ここでは伝送系側を特性インピーダンス  $Z_c$  として考える。

市販探触子のインピーダンス  $Z_t$  は  $50\Omega$  を中心に設計されるが、使える振動子素材に限られるので、多くは  $10\sim 1k\Omega$  に分散している。二次元アレイの様に素子サイズが小さいと  $1k\Omega$  を超える事もある。一方強い音波を一点にフォーカスさせる様な用途の大径振動子では  $1\Omega$  に近い物がある。  $1\Omega$  以下の場合  $1cm$  の配線ですえ損失が発生し、何をどうしても送信感度が上がらない事が多い。後述するが振動子を分割し数  $\Omega$  以上にして対処する。以降何れもインピーダンスも数  $\Omega$  以上ある事を前提である。

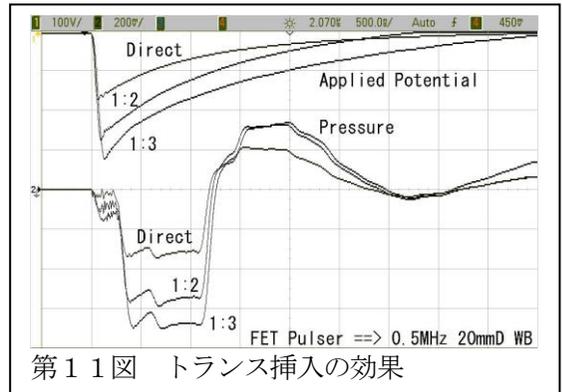
$Z_c$  と  $Z_t$  を整合させるにはトランスを使って

$$\frac{Z_t}{Z_c} = n^2$$

とすればよい。

第 11 図は前述の MOSFET パルサーに市販  $0.5MHz$   $20\phi$  の広帯域探触子を接続した結果である。探触子の  $0.5MHz$  での等価インピーダンスは約  $800\Omega$  である。巻き線比  $1:2$  と  $1:3$  のトランスでは図の様に送信音圧が上がる。  $1:4$  のトランスでは、波形の歪が少し異なるが、振幅はほぼ  $1:3$  トランスと変わらなかった。  $1:3$  又は  $1:4$  巻き線比と言う事はインピーダンス

比で  $1:9$  又は  $1:16$  で探触子のインピーダンス  $800\Omega$  を  $100$  又は  $50\Omega$  に変換したと言う事でもある。第 9 図の最大電力特性はあくまで純抵抗の場合で、コンデンサーに近い振動子では、パルサーの電流飽和の影響もあり、そのまま使



えないと考えられる。トランスを使わない場合も  $160V$  と第 8 図の純抵抗  $25\Omega$  と  $50\Omega$  の中間であり、第 8 図の純抵抗負荷による測定データでは  $25\Omega$  でピークであり、あくまで目安である。パルサーの出力電流容量が大きく影響しており、パルサーの内部回路と各 부품の性能が判るなら、より正しい計算ができるが、一般には回路図、資料は手に入らないし、更に半導体の動的性能データは入手できない。滅多に計算と実際の差は  $10$  倍までは発生しないが、 $2, 3$  倍の誤差はよくあるので、計算で適切値を求めたら、その付近で何種類か値を変えてみるのがよかろう。

### ◆直流バイアス

前回までのパルサーで説明したが、振動子は分極操作と逆方向に大きな電圧を加えると脱分極を起こし、単なるコンデンサーになる。振動子は分極操作の時、放電破壊電圧より低い脱分極電圧より遥かに高い電圧を加えていて脱分極電圧より高い電圧を加えても壊れない。振動子駆動時に脱分極を避ける為、振動子に直流バイアスを加える。分極作業をしない単結晶振動子や高温でないと分極できない振動子でも高い電界を加える場合もバイアスが合った方が脱分極や反転分極しにくい。

非破壊では分極時の負電圧側を信号線にしているので、負電圧パルス電圧を振動子に印加し、分極操作の時の電圧の方向と同じ方向に電圧を圧電振動子に加えている。その為送信電圧がいくら高くても脱分極はしない様に思われがちだが、発生音圧が高く、振動子内に音が留まる場

合、音による脱分極を起こす。意外と低い音圧でもこの現象は起きる事から、音は単純に表裏面を往復するのではなく、音がある特定場所に集中し、脱分極を開始すると考えられる。円形振動子の径方向振動は中央で集中し、極強い音になる事は誰にでも想像できる。

#### ◆あとかき

---

如何に強い音を出すかに関して書いた。次回はその続きで探触子内部での細工を述べる

#### ◆今回知った事

---

- (1) 必ず電氣的励振エネルギーより音響エネルギーは小さい
- (2) 電力は電圧×電流で何れを大きくすべきか常に考える
- (3) 目的に応じて伝送ケーブルの種類、配線方法を考える
- (4) 長いケーブルを使う場合、その容量が送信感度低下の理由である事が多い
- (5) 大電力駆動の場合僅かなリード・インダクタンスが制限になる事がある。
- (6) パルサーなどのカタログの出力インピーダンスは目安にしかならないので、実負荷で実測した方が良い
- (7) 伝送系の整合にトランスが使える
- (8) 直流バイアスを加えると脱分極の恐れが減る

#### <参考文献>

超音波技術入門—発信から受信まで(2016/10初版3刷、日刊工業新聞社)

- ・
- ・