- EDIAN : *J. chim. phys.*, **45**, 212 (1948) ; M. HAÏSSINSKY, M. COTTIN : *ibid.*, **46**, 476 (1949); その他数多くの論文がある。
- (2) 松浦二郎: “実験化学講座12, 放射化学”, p. 418, (1956), 丸善.
- (3) J. R. DeVoe, C. K. KIM, W. W. MEINKE : *Talanta*, **3**, 298 (1960).
- (4) M. HAÏSSINSKY, M. COTTIN : *J. chim. phys.*, **46**, 476 (1949).

研究論文

235. 原子炉起動用前置増幅器

金子英二*

Preamplifier for Reactor Start-up Channel

By Eiji KANEKO

Several design factors of a preamplifier which will be used in the start-up region of nuclear reactors have been discussed. According to those results, a new transistorized preamplifier was developed.

Experimental data of this device were as follows

- (1) Internal noise (at input terminal): less than $8\mu V_{pp}$
- (2) Amplitude gain: about 41 db
- (3) Dynamic range (at output terminal): $0.9\text{ mV}_{pp} \sim 10V_{pp}$
- (4) Pulse resolution: better than $0.5\mu\text{sec}$
- (5) Input impedance: about $5.6\text{ k}\Omega$
- (6) Output impedance: about 40Ω
- (7) Amplitude stability: better than $\pm 0.5\%$ for DC source voltage change of $\pm 10\%$ or room temperature change of $0^\circ \sim 45^\circ\text{C}$.

I. 緒 言

前置増幅器は原子炉中に挿入した中性子束計数管より得たパルス信号を適当な大きさに増幅して、これを制御室中に設置した直線増幅器に伝送するのに用いる。しかし、前置増幅器のもう1つの重要な役割はパルス信号の信号源内部インピーダンスを低くすることにある。これは炉室より制御室まで延長された信号伝送線路に誘起される外部雑音を小さくし、さらにこの線路の浮遊静電容量によってパルス波形が歪むのを防ぐのに有効な手段である。前置増幅器を設計するに当っては、最少の回路素子を用いて最高の安定性を確保するように努力しなければならない。

本報においては、前置増幅器を設計する場合に要求される各種の特性を検討し、これらの要求をもとにし

て試作した前置増幅器の特性測定結果を述べる。

なお、ここでは中性子束計数管として核分裂計数管を使用することを仮定する。

II. 前置増幅器に要求される諸特性

(1) 許容内部発生雑音、増幅利得および直線範囲
原子炉中に挿入した核分裂計数管より得られるパルスは0～数百 μV_{pp} である。しかし、この中には γ 線および α 線によるパルス積上げ効果あるいは外部よりの誘起雑音等によるパルスが含まれるので、パルス計数時には計数回路の初段にパルス振幅弁別回路を入れて微小振幅のパルスを除くようにする。それゆえ、前置増幅器の内部発生雑音は入力端子換算値で $10\mu V_{pp}$

* 日立製作所日立研究所(Hitach Ltd., Hitachi Res. Lab.)

程度まで許容できる。つぎに、増幅利得は高いほどよい。しかし、前置増幅器は原子炉のすぐ近くに設置する関係上故障がないことが最も重要な条件になるので、回路はできるだけ簡単な構成にする必要がある。とくに使用する能動素子は最少数にすることが望ましい。そのため増幅利得を高くすることは困難になる。ここでは、これらの相反する要求を折り合わせて、増幅利得を約 40 db にとる。一方、外部より大きな雑音電圧が加えられた場合でも回路が飽和しないようにするためには、増幅器の動作範囲(直線範囲)を中性子束計数の結果得られるパルスの振幅範囲の 10~100 倍ぐらいにしておく必要がある。したがって、前置増幅器の直線範囲は出力端子換算値で $1 \text{ mV}_{pp} \sim 10 \text{ V}_{pp}$ とする。

(2) パルス分解能と通過周波数帯域幅およびパルス計数損失率

第 1 図(a)の実線は、核分裂計数管の出力端子より得られるパルス波形の概略を示したものである。同図よりわかるように、パルス振幅は $0.5 \mu\text{sec}$ 以内に最高値の 50%以上に達する。したがって、この部分のみを用いるようにすれば、パルス分解能は著しく高められる。また、同図の破線は実線で示した波形を計数管の負荷回路によって微分したときに得られる波形の概略を示したものである。

いま、第 1 図(a)の破線で示した波形の指数関数的上昇部(④部)を無視すると、このような波形は同図(c)に示す等価回路によって発生することができる。ただし、抵抗 R_h およびコンデンサ C_h は、それぞれ核分裂計数管内における電子の走行時間によってきまる仮想内部抵抗および静電容量、また、 A_i は理想インピーダンス変換器(入力インピーダンス $= \infty \Omega$, 出力インピーダンス $= 0 \Omega$)を表わす。スイッチ S を閉じて、この回路の入力端子 $a-a'$ に電圧 E を step 状に加えると、出力端子 $b-b'$ には同図に示すようなパルス波形が現われる。このパルスの上昇部の時定数 τ_h および降下部の時定数 τ_i がそれぞれ $R_h \cdot C_h$ および $C_i \cdot R_i$ になることは端子 $a-a'$ より $b-b'$ までの回路の F -matrix $(F)_{b-b', a-a'}$ が次式で表わされることから容易に理解できよう。

$$(F)_{b-b', a-a'} = \begin{pmatrix} (1+s\tau_h)\left(1+\frac{1}{s\tau_i}\right), & (1+s\tau_h)\frac{1}{sC_i} \\ sC_i\left(1+\frac{1}{s\tau_i}\right), & \frac{C_h}{C_i} \end{pmatrix} \quad (1)$$

ただし、 s はラプラス演算子を表わす。

(a) 核分裂計数管よりの出力パルス波形

(b) 核分裂計数管系

(c) 核分裂計数管系の交流等価回路

第 1 図 核分裂計数管系とその出力パルス波形

第 2 図は時定数比 τ_i/τ_h を変えたとき出力端子 $b-b'$ より得られるパルス波形の概要を示したものである。同図においては、縦軸および横軸はそれぞれパルス尖頭値およびパルス降下時定数で規準化してある。これよりわかるように、時定数比 $(\tau_i/\tau_h) > 3$ の場合は $5\tau_i$ 以上の時間が経つと、パルス振幅は 1% 以下に減衰する。したがって、これ以上離れて加えられたパルスは独立なパルスとして扱ってよい。そこで、パルス間隔が $5\tau_i$ 以上離れている 2 個のトリガ・パルスを有限の通過周波数帯域幅を持つ増幅器の入力端子に加え

第 2 図 トリガ・パルス波形の概要

たとき、その出力端子より得られるパルス波形の変化を検討する。その前に第1図(c)に示したような回路のパルス上昇時定数 τ_R および降下時定数 τ_L と、この回路の高域端周波数 f_H および低域端周波数 f_L の関係を第3図に示しておく。

第3図 微分時定数 τ_L および積分時定数 τ_R と低域端周波数 f_L および高域端周波数 f_H の関係

第4図(B)は、時定数比 $\tau_L/\tau_R=10$ の2個のトリガ・パルスを有限の通過周波数帯域幅を持つ回路(同図(A)の回路 B_2)の入力端子に加えたとき、その出力端子より得られる波形を求めたものである*。(a)~(f)図のバ

(A) ダブルパルス分解能測定用等価回路

(B) パルス波形の実測

第4図 帯域通過回路のトリガ・ダブル・パルス伝送特性

ルス波形の右上に示す曲線は、縦続した2個の帯域通過回路の通過周波数帯域の関係を示したもので、実線は回路 B_1 、破線は回路 B_2 のそれを表わす。これらの図よりわかるように、核分裂計数管より得たパルスのパルス分解能を落さずに、しかもあまり振幅を減衰しないでこれを忠実に増幅するためには、前置増幅器の高域端周波数 f_H' と低域端周波数 f_L' の比を10~50くらいにとればよい(雑音を減らすためには、通過周波数帯域幅をできるだけ狭くする必要がある)。この場合、中心周波数は核分裂計数管系の等価高域端周波数 f_H に等しくする。たとえば、核分裂計数管系のパルス上昇時間**を $0.25 \mu\text{sec}$ とすると、この系の等価高域端周波数は約 1.4 Mc になるので⁽¹⁾、前置増幅器の通過周波数帯域は最小 $0.6 \sim 3.0 \text{ Mc}$ から最大 $0.2 \sim 10 \text{ Mc}$ の範囲にとればよい。このとき、最高トリガ・パルス分解能は $0.5 \mu\text{sec}$ 以上になる。

つぎに、このようなパルス分解能を持つ増幅回路に中性子束計数の結果得られるパルスのように完全に不規則なパルス間隔を持ったパルス列を加えると、計数誤差を伴わずに増幅可能な最高パルス計数率について考えよう。

前置増幅器のパルス分解時間*が T_p で、この増幅器に加えられるパルスの平均計数率が N_c であると仮定すると、パルス分解時間中に加えられる平均パルス数 λ_c は $N_c \cdot T_p$ になる。したがって、パルス間隔が Poisson 分布している場合は、パルス分解時間中に n

個のパルスが加えられる確率 P_n は次式で与えられる⁽²⁾。

$$P_n = \frac{\lambda_c^n \cdot e^{-\lambda_c}}{n!} \quad (2)$$

1個のパルスが加えられてから後に続くパルス分解時間中に他のパ

* これらの曲線は、付図にブロック線図を示す DC アナコン回路によって得たものである。

** 核分裂計数管を電子パルス箱として用いるときは微分する前のパルス波形が全振幅値の5%から45%まで変化するのに要する時間をパルス上昇時間と定義する。

** パルス振幅の絶対値がアンダーシュートも含めて尖頭値の1%以下まで減衰するのに要する時間をパルス分解時間と定義する。

スが増えられ、後の方のパルスは正確には増幅されない。すなわち、パルス積上げあるいはアンダーシュートの影響を受ける。このような影響を受けずに増幅されるパルスの割合 P_0 は次式で与えられる。

$$P_0 = \frac{\lambda_0 e^{-\lambda_0}}{0!} = e^{-\lambda_0} \quad (3)$$

(3)式の値に、増幅器に加えられるパルスの平均計数率を乗じた値 $N_c \cdot e^{-N_c \cdot T_p}$ は、正確な振幅をもって増幅されるパルスの計数率を表す。また、パルス分解時間中に加えられたために正確に増幅されないパルスの数とこの増幅器に加えられる全パルス数との比 η_c は次式で与えられる。

$$\eta_c = \frac{N_c - N_c P_0}{N_c} \\ = 1 - e^{-N_c \cdot T_p} \quad (4)$$

(4)式の結果をグラフに表わしたのが第5図の実線である。これは不感時間が T_p で、この時間中にパルスが増えられ、それらのパルスは計数されないばかりでなく、そのパルス数だけ不感時間がさらに延長されるような計数系のパルス計数損失率に一致する。第5図よりわかるように、99%以上のパルスを正確に増幅するためには、パルス分解時間中に加える平均パルス数 λ_0 を0.01個以下にしなければならない。したがって、たとえばパルス分解時間 T_p が $1 \mu\text{sec}$ の前置増幅器によって入力パルスの99%以上を正確に増幅するためには、パルス計数率を 10^4 pps 以下にしなければならない*。第5図の破線は、G.M. カウンタのように有限のパルス不感時間を持つ計数回路のパルス計数損失率を表わしたものである。パルス不感時間中に加えられるパルスが計数されないことは前と同じであるが、この場合は、パルス不感時間はこの時間中に加えられるパルスによって延長されないことを前提としている。周知のように、このような計数系のパルス計数

第5図 平均パルス数とパルス計数損失率の関係

損失率 η_c' は次式で与えられる。

$$\eta_c' = \frac{N_c \cdot T_p}{1 + N_c \cdot T_p} \quad (5)$$

前置増幅器にパルス列が増えられた場合は、パルスの間隔によって実際にはパルス分解時間は異なる。したがって、このような場合にはパルス計数損失率は曲線 η_c と曲線 η_c' の間の値をとる。

(3) 入力および出力インピーダンス

核分裂計数管の出力インピーダンスは無限大に近い。そのため、計数管の出力端子間に入力インピーダンスが低いトランジスタ回路を直接接続することには多少の抵抗を感じよう。しかし、計数管と前置増幅器の間に数m以上の信号伝送線路を挿入するときは事情が少し異なる。すなわち、計数管より得られるパルスのパルス上昇時間を $T_r \mu\text{sec}$ 、計数管の電極用の静電容量および線路の浮遊静電容量を $(C_F + C_A) \mu\text{F}$ とすると、この系の等価出力インピーダンス $Z_{F, \text{out}}$ は次式で与えられる⁽³⁾。

$$Z_{F, \text{out}} = \frac{(T_r / 0.35)}{2 \pi (C_F + C_A)} \quad (\Omega) \quad (6)$$

したがって、 $(C_F + C_A) = 1,000 \text{ pF}$ と仮定すると $T_r = 0.25 \mu\text{sec}$ のとき系の等価出力インピーダンスは約 100Ω になる。それゆえ、前置増幅器の入力インピーダンスを充分低くすれば低雑音の整合がとれることがわかる。ただし、入力インピーダンスをあまり低くすると、結合コンデンサ(第1図(b)の C_p)の値を大きくしなければならないので、普通は数 $k\Omega$ 程度にする。

一方、前置増幅器と直線増幅器との間に延長された信号伝送線路に誘起される雑音を少なくし、さらにこの線路の浮遊静電容量によって出力パルスの波形がくずれのを防ぐためには、増幅器の出力インピーダンスを数十 Ω 程度にする必要がある。

(4) 前置増幅器に要求される各種特性

以上に述べたことをもとにして、前置増幅器に要求される各種の特性をまとめると第1表に示すようになる。

ただし、第1表において、増幅利得の安定度とは前置増幅器の入力端子に加えるパルスの振幅を一定にしておいた場合、その出力端子より取り出すパルスの振幅が表に記入したような外乱によって影響される割合

* 原子炉の起動領域で計数しなければならない最高パルス計数率は $10^4 \sim 10^5 \text{ pps}$ 程度である。ただしこの場合は増幅することによってパルス振幅の直線性が多少くずれても差支えない。

第 1 表 前置増幅器に要求される各種の特性

項 目	特 性
許容内部発生雑音電圧 (入力端子換算値)	10 μV_{pp}
増幅利得	約 40 db
直線範囲 (出力端子換算値)	1 mV _{pp} ~ 10 V _{pp}
トリガ・パルス分解能	1 μsec 以上
入力インピーダンス	数 k Ω
出力インピーダンス	数十 Ω
増幅利得の安定度:	} $\pm 0.5\%$
直流電源電圧変動 $\pm 10\%$ に 対して	
周囲温度変化 0°~45°C に 対して	

を表わすものとする。この程度の変動が許容されることは、いままでの検討結果より了解されよう。

Ⅱ. 試作前置増幅器とその特性

第 6 図は前章に述べたことをもとにして試作した前置増幅器の全回路を示したものである。この装置では、故障が起きる可能性を少なくするために回路構成をできるだけ簡単なものにしてある。すなわち、各増幅段間の結合はすべて直結方式にして素子の数を減らすとともに、使用する抵抗素子はいずれも 2 個並列にして、片方の素子が断線しても出力パルスの振幅値変動はほとんど起こらないようにした(回路図中に記入した抵抗値は 2 個並列にしたときの値である)。なお安定性を保つために湿式の電解コンデンサの使用は避けた。

第 6 図 前置増幅器回路

写真 1 は第 6 図に示した回路を 1 枚のプリント基板上に組み立てたものを示す。ただし、実際の装置はこれを樹脂モールドした上に金属板で全面遮蔽が施してある。

写真 1 前置増幅器の外観

第 7 図(a)は前置増幅器のパルス増幅特性を示したものである。同図よりわかるように、この増幅器の内部発生雑音電圧は入力端子換算値で約 8 μV_{pp} 、増幅利得は約 110 倍 (41 db)、直線範囲は出力端子換算値で約 0.9 mV_{pp} ~ 10 V_{pp} (負パルス) である。同図(b)は周波数振幅特性を示したものである。同図に示すように、通過周波数帯域(+印の内側)は約 0.9 kc ~ 11 Mc である。このように、通過周波数帯域幅が非常に広がっているのは、増幅部の出力側より入力側に強度の負フィードバック(第 6 図の R_f - C_f 回路)を施したためである。なお、低域端周波数を低域まで広げたのは、核分裂計数管をイオン・パルス電離箱として用いる場合も考慮

(a) 入力-出力パルス振幅特性

(b) 周波数-振幅特性

第 7 図 前置増幅器の増幅特性

したためである。内部発生雑音電力の大きさは増幅器の通過周波数帯域幅に比例するので、低域端周波数を1～2デカード変えても、高域端周波数の場合ほどには影響が現われない。しかし、低域端周波数を使用するトランジスタのショット雑音領域あるいは電源のリップル周波数以下まで広げることは避けなければならない。

写真2(a)はこの増幅器に矩形パルスを加えたときの応答を観測したものである。このパルス応答波形から増幅器のパルス上昇時間は $0.1\mu\text{sec}$ 以下であることが認められる。ただし、入力波形のパルス上昇時間も $0.05\mu\text{sec}$ 程度あるので、この応答波形だけでは正確なパルス上昇時間はわからない*。なお、出力波形中にみられる振動成分は、はじめから入力波形にオーバー・シュートおよびアンダー・シュートとそれに続く持続振動成分が含まれていたためであって、この増幅器の特性とは関係はない。写真2(b)はトリガ・ダブル・パルスを加えて増幅器のトリガ・パルス分解能を観測したものである。この波形から $0.5\mu\text{sec}$ 以上の間隔をもって加えられるトリガ・パルスは完全に分解できることがわかる。

時間 (1div./0.5 μ sec) $\rightarrow$

(a) 矩形パルス応答波形

(b) トリガ・ダブル・パルス応答波形

写真 2 前置増幅器のパルス応答の観測

第8図はこの増幅器の入力および出力インピーダンスの周波数依存性を求めたものである。入力および出力インピーダンスともに前章の第1表に示した値を満たしている。なお、高域周波数においてインピーダンスが急激に変化するのは、入力段および出力段エミッタ・フォロア回路に用いたトランジスタのエミッタ接地電流増幅率がこの付近の周波数において低下するた

(a) 入力インピーダンス特性

(b) 出力インピーダンス特性

第 8 図 前置増幅器の入力，出力インピーダンスの周波数特性

めである。

なお、この増幅器の安定度は直流電源電圧変動および周囲温度変化に対して、いずれも前章の第1表に示した値を満たしている。

第4回(B) 曲調番号	時 定 数 比				P_{143}	P_{144}	回路B ₁ , B ₂ の通過周波数帯域幅
	τ_1	τ_2	τ'_1	τ'_2			
(a)	20	2	200	20	0.05	0.005	
(b)	"	"	"	2	0.5	"	
(c)	"	"	"	0.2	5.0	"	
(d)	"	"	20	20	0.05	0.05	
(e)	"	"	"	2	0.5	"	
(f)	"	"	"	0.2	5.0	"	
(g)	"	"	2	20	0.05	0.5	
(h)	"	"	"	2	0.5	"	
(i)	"	"	"	0.2	5.0	"	
(1)~(4)	"	"	—	—	—	—	

付図 通過周波数帯域幅とパルス分解能の関係を求めるためのDCアナコン・ブロック線図

* 第7図(b)の周波数-振幅特性から計算すると、パルス上昇時間は約 $0.03\mu\text{sec}$ になる。

IV. 結 言

原子炉起動系用の前置増幅器に要求される各種の特性を検討し、それらの結果をもとにしてトランジスタ回路を用いた前置増幅器を試作して、その特性を明らかにした。本増幅器は原子炉起動系用の前置増幅器としてきわめて安定な動作を保証するものである。

終わりに、本研究に対してご指導を賜った当研究所第6部部长西堀 博博士ならびに主任研究員片木剣三郎博士に深く感謝する。

(1962年 6月26日 受理)

— 参 考 文 献 —

- (1) 川上正光：電子回路，Ⅳ，(昭 32)，共立出版。
- (2) 河田竜夫，国沢清典：現代統計学，(昭 31)，広川書店。
- (3) J. H. CAWLEY：'A Transistorized Nuclear Reactor Count Rate Channel', IRE, Nat. Conv. Rec., (1959).

『原子力シンポジウム報文集』

割 引 頒 布

第2回報文集 (定価 4,800円)

第3回報文集 (定価 4,000円)

本会々員には2割引で頒布しております。
ご希望の方は事務局へお申し込み下さい。

本 誌 専 用
合 本 ファ イ ル

本誌1年分12冊を、簡単な操作で自由に
入れ替えできるファイルがあります。

B5判布装幀で、金文字の会誌名が入った
美麗・堅牢なもので大変便利で好評です。

1冊 ￥150円 (〒80円)