

汎用電子回路解析プログラム HICAS 1

HICAS 1: A General Purpose Circuit Analysis Program

徳永迪夫* 川野家稔* 沼田武志*
Michio Tokunaga Ietoshi Kawano Takeshi Numata

要 旨

近年、電子回路の集積化、高信頼度化、複雑多様化のため、その設計に CAD (Computer-Aided-Design, すなわちコンピュータを利用した設計) の技術が広く採り入れられつつある。本論文は、このような設計のために作成され、主として線形回路の解析に有効で世界的に有名なプログラム ECAP をモデルとし、日立製作所で開発した汎(はん)用の電子回路解析プログラム HICAS 1 につき、その機能、構成、特徴について述べる。

1. 緒 言

近年、電子回路の集積化、複雑多様化、高信頼度化のため、設計品質の高度化と高速化の要求が高くなり、その設計に CAD の技術が必須(ひつす)となりつつある。このような目的のため各種の電子回路を取り扱うプログラムが日本でも各所で開発されている現状である。

この方面の現在の課題はより有効な非線形の解析手法の確立にあるが、線形の解析もよりマクロ的な観点よりみた回路の方式検討、選択、設計資料の作成などに非線形に劣らぬ効力を発揮し、長寿命を保つように進歩発展を遂げると考えられる。

本論文では、上記のような設計を行なうために作成された、主として線形回路の解析に有効で、世界的に有名な ECAP⁽¹⁾⁽²⁾ をモデルとし、日立製作所で開発した汎用の電子回路解析プログラム HICAS 1 の機能、特徴、構成について述べる。

HICAS 1 を開発するにあたり、以下に示す項目をその根本的な思想とした。

- (1) ユーザーの用いる言語は ECAP と同一とする。すでに ECAP 言語のユーザーの誕生が終わっていることによる。
- (2) 解析方法は節点解析法⁽¹⁾⁽³⁾を用いる。線形の完常解を求めることを主目的とする場合には、節点解析法が最も簡便でかつフレキシビリティに富み、効果的と考えられる。
- (3) 単に各節点電圧、枝電流を求めるのみでなく、ユーザーの必要とする各形式の回路特性の直接算出ならびにパラメータの修正機能など、使用の簡便化を図る。
- (4) ECAP の機能を完全に包含させる。
- (5) 使用機種 of 互換性を保つためにプログラムは FORTRAN で作成する。

2. 機 能

2.1 機能概要

HICAS 1 で処理可能な電子回路の規模と解析内容は以下のとおりである。

- (1) 取扱い可能な電子回路の大きさ
 - (a) 最大節点数 70 (b) 最大枝数 300
 - (a), (b) の制限条件さえ越えなければ、任意のトポロジーの回路を取り扱うことができる。
- (2) 解析内容
 - (a) 直流解析 (b) 交流解析 (c) 過渡現象解析
 - なお(1)の機能を実現するために、処理装置としてはコア容量 65 k 語のものが必要である (使用計算機は HITAC 5020)。

表 1 コマンド・カード一覧表

コ マ ン ド	機 能
DC ANALYSIS	以下に続くデータが DC Analysis のものであることを示す。EXECUTE カードを読むと DC Analysis Program の処理を開始する。
AC ANALYSIS	以下に続くデータが AC Analysis のものであることを示す。EXECUTE カードを読むと AC Analysis Program の処理を開始する。
TRANSIENT ANALYSIS	以下に続くデータが Transient Analysis のものであることを示す。EXECUTE カードを読むと Transient Analysis Program の処理を開始する。
MODIFY	以下に続くデータが以前に示された DC, AC または Transient Analysis のデータ変更であることを示す。
EXECUTE	指定された解析に必要なデータの終了を示し、計算を開始する。
CONSOLE READER	入力装置の切換えを示すコマンドであるが、HICAS 1 では使用不可。
CHECK POINT	使用不可
HALT (*)	データ読み込みのいったん停止を示し、計算機はいったん停止する。タイプライタよりスタートさせれば直ちに続く HICAS 1 データの処理を開始する。
END	HICAS 1 の計算がすべて終了であることを示す。計算機の制御は H-5020 の JOB モニタに返される。
1 CUSTOMER 2 CUSTOMER 3 CUSTOMER	ユーザーの作成したプログラムの処理にはいる。このコマンドを用いるためには HICAS 1 システムの内容をじゅうぶんに理解したうえで、ユーザープログラムをシステムに追加しておく必要がある。

(*) ECAP にはない、オペレーションクローズの場合このカードは使用しない。

2.2 機能詳細

取り扱う回路の種類が任意のうえに、それらの回路に対する解析の内容もきわめて種類が多いため、機能の詳細をすべて述べることはページ数の制限から不可能である。幸い、HICAS 1 の入力言語は使用者が一見してその内容がわかるようなものになっているから、入力言語を一覧することにより、その詳細を示したい。

HICAS 1 を用いる場合に必要プログラムへの入力はいずれもカードを用いており、次の 6 種類に分類される。

- (1) コマンド・カード (Command Card)
- (2) データ・カード (Data Card)
- (3) 解制御カード (Solution Control Card)
- (4) 出力指定カード (Output Specification Card)
- (5) コメント・カード (Comment Card)
- (6) システム制御カード (System Control Card)

以上 6 種類のうち、(5) のコメント・カードは FORTRAN のものと全く同一で、単に入力データの注釈を示すものであり、(6) はモニタへの制御カードであるので、これらについては省略する。

2.2.1 コマンド・カード

コマンド・カードは、直流、交流、過渡現象解析のいずれを行

* 日立製作所戸塚工場

表2 解制御カード一覧表

解制御カード	P の定義	解析の種類
FREQUENCY= $p_1, p_2, \dots, p_n$ ^(*1)	$p_1, p_2, \dots, p_n (n \leq 100)$ の周波数	AC
FREQUENCY= $p_1(+p_2)p_3$	p_1 より増量 p_2 で p_3 までの周波数	
FREQUENCY= $p_1(p_2)p_3$	$p_1, p_1p_2, p_1p_2^2, p_1p_2^3 \dots$ で p_3 までの周波数	
TIME STEP= p	過渡現象解析のタイムステップ Δt	Tr.
OUT PUT INTERVAL = p	タイムステップ Δt ずつ p 回進めるごとに解析結果のアウトプットをする	Tr.
1 ERROR = p	全節点の不平衡電流の絶対値の和の最大許容量	DC, AC, Tr.
2 ERROR = p	スイッチ起動時刻の分解能解析精度を比で表わす	Tr.
3 ERROR = p	初期解のあと、タイムステップを指定のタイムステップより小さくした場合について計算する ($p < 1.0$)	Tr.
INITIAL TIME = p	過渡現象解析の開始時刻	Tr.
FINAL TIME = p	過渡現象解析の終了時刻	Tr.
SHORT = p	初期解、定常解の解析に用いられる短絡抵抗値	Tr.
OPEN = p	初期解、定常解の解析に用いられる開放抵抗値	Tr.
SENSETIVITY	感度および偏微分係数解析を要求する	DC
WORST CASE	最悪値および感度解析を要求する	DC
STANDARD DEVIATION	標準偏差および感度解析を要求する	DC
EQUILIBRIUM	定常解の解析を要求する	Tr.
TEMPERATURE = p ^(*2)	温度を指定する	現在使用されていない
SOURCE, $N(n_1, n_2), ZC=p_1/p_2, ZD=p_3/p_4, EC=p_5/p_6, ED=p_7/p_9$ SOURCE, $N(n), Z=p_1/p_2$ $E=p_3/p_4$ ^(*2)	駆動回路のトポロジーおよび特性 n : 節点番号 p_1/p_2 : 大きさ/位相角 ← 1 節点駆動回路の場合	AC
LOAD, $N(n_1, n_2), ZC=p_1/p_2, ZD=p_3/p_4$ LOAD, $N(n), Z=p_1/p_2$ ^(*2)	負荷回路のトポロジーおよび特性 n : 節点番号 p_1/p_2 : 大きさ/位相角 ← 1 節点負荷回路の場合	AC
APPLY, $N(n_1, n_2, \dots, n_p)$ ^(*2)	等価 Y-マトリックスの計算のための節点番号 ($p \leq 8$)	AC

(*1) 使用方法が ECAP と一部違う。
(*2) このカードは ECAP にはない。

なうかの指定、データを一部変更して再計算をするという指定などプログラムに対して、これから何を行なうかのマクロな指示を行なうもので表1はその一覧を示したものである。

2.2.2 データ・カード

データ・カードは、回路のトポロジーおよび回路内の構成素子の特性値を記述するもので、次の4種類がある。

- (1) B-カード 抵抗、コンデンサまたはインダクタンスと、もし必要な場合には電圧源および / または電流源をあわせて指定する。
- (2) T-カード β, g_m など従属電流源の情報を指定する。
- (3) M-カード トランスの相互インダクタンスを指定する。
- (4) S-カード 過渡現象解析の際、スイッチを指定するもの。ここでいうスイッチとは、B-カード中の R, C または L に流れる電流の方向を監視し、方向が変化したときに、回路のパラメータを変化させる機能を有する。

これらのカードの詳細については省略する

2.2.3 解制御カード

解制御カードは、交流解析における周波数の指定など解析その

表3 出力項目一覧表

ブロックインジケータ	出力の意味	解析の種類		
		DC	AC	Tr.
NV または VOLTAGES	節点電圧	○	○	○
CA または CURRENTS	素子電流	○	○	○
CV	素子電圧	○	○	○
BA	枝電流	○	○	○
BV	枝電圧	○	○	○
BP	素子の消費電力	○	○	○
SE または SENSITIVITIES	感度係数および偏微分係数	○		
WO または WORST CASE	節点電圧の最悪値	○		
ST または STANDARD DEVIATION	節点電圧の標準偏差	○		
MI または MISCELLANEOUS	節アドミッタンスマトリックス、等価電流ベクトル、節インピーダンスマトリックスの出力	○	○	○
1 I または 1 INPUT ^(*) IMPEDANCE	入力インピーダンス (第一種)		○	
2 I または 2 INPUT ^(*) IMPEDANCE	入力インピーダンス (第二種)		○	
1 O または 1 OUTPUT ^(*) IMPEDANCE	出力インピーダンス (第一種)		○	
2 O または 2 OUTPUT ^(*) IMPEDANCE	出力インピーダンス (第二種)		○	
1 G または 1 GAIN ^(*)	ゲイン (第一種)		○	
2 G または 2 GAIN ^(*)	ゲイン (第二種)		○	
CM または CMRR ^(*)	同相信号抑圧比		○	
EQ または EQUIVALENT ^(*) Y-MATRIX	等価 Y-マトリックス		○	

(*) この出力は ECAP にはない。

ものに対するパラメータを指定するもの、最悪値解析のように通常は行なわない解析を実行させる際に指定するもの、ゲインなどを計算する場合に入力点、出力点に指定する駆動回路、負荷回路のように回路そのものの構成要素ではあるが特殊なものを指定するものなど多くの種類がある。その一覧表を表2に示す。

2.2.4 出力指定カード

解析を行なった際、プリンタなどに出力する特性値の種類を指定する。出力可能な特性値の種類は表3のとおりである。

3. 構成

前章で示した機能を実現するための解析方法と、具体的にプログラム化する際にいかなる形で実現されているかを本章で述べる。

3.1 解析方法

3.1.1 基本式⁽³⁾

回路網中の任意の2節点 k, l 間に接続される枝として、図1(a)に示すように独立定電流源 I_0 、従属電流源 I (電圧電流変換器 g_m または電流変換器 β)、独立定電圧源 E とその向き、およびこれに直列接続されたインピタンス (R または L または C のみと定義) の3組の並列接続されたものを図のように定義する。さらに同様な枝の接続されている任意の端子対 m, n とより成る図1(a)全体の回路に対して Kirchhoff の電流則(節点に流入するものを正とする)および電圧則、 g_m, β の定義より、

$$\left. \begin{aligned} I_0 - i_k - j_k &= 0, & -I_0 + i_l + j_l &= 0 \\ I'_0 - i_m - j_m &= 0, & -I'_0 + i_n + j_n &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

$$\left. \begin{aligned} i_k &= i_l = g_m (v_m - v_n + E') \\ j_k &= j_l = y (v_k - v_l + E) \\ i_m &= i_n = \beta y (v_k - v_l + E) \\ j_m &= j_n = y' (v_m - v_n + E') \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

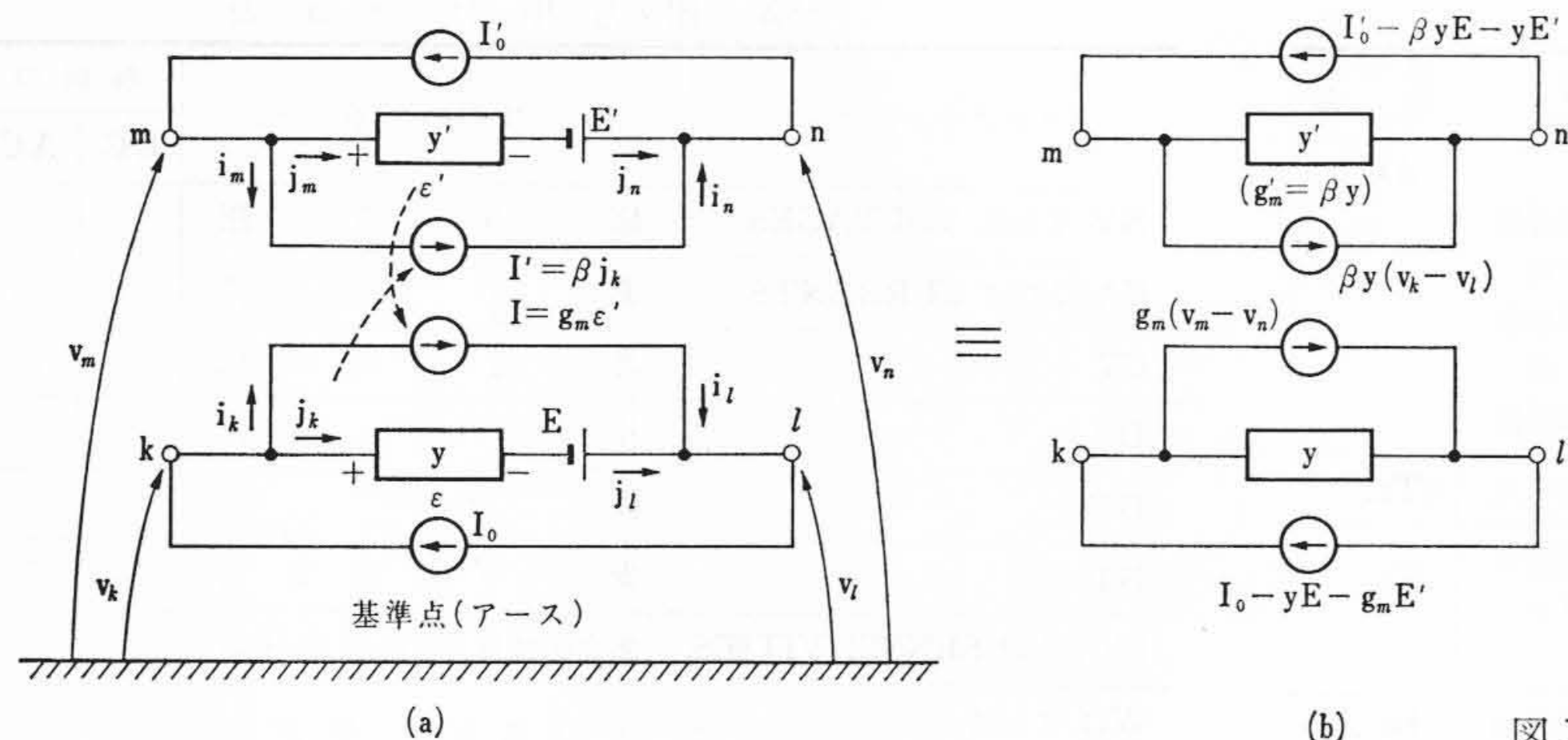


図1 枝の一般形と等価変換後の枝

(2)式を(1)式に代入し、定電流源を左辺にまとめると次の節方程式が得られる。

$$\begin{pmatrix} I_0 - yE - g_m E' \\ -I_0 + yE + g_m E' \\ I_0' - \beta yE - y'E' \\ -I_0' + \beta yE + y'E' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y & -y & g_m & -g_m \\ -y & y & -g_m & g_m \\ \beta y & -\beta y & y' & -y' \\ -\beta y & \beta y & -y' & y' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_k \\ v_l \\ v_m \\ v_n \end{pmatrix} \quad (3)$$

(3)式より図1(a)は(b)のように等価変換される。(3)式の左辺は図の定電流源を、右辺の第1因子はインミタンス値とその接続状態(トポロジー*)を示すマトリクスである。また電流変換器 β は $g_m' = \beta y$ と等価な電圧電流変換器に変換される。

このマトリクスの各行、各列の元素の和は0となり、これは不定Yマトリクスとなる。もし任意の節点 l を接地すれば、この節点は消滅するので(3)式は l 行、 l 列を消去したものとなり、接地されている枝に対する表現も容易に求めることができる。

ほかの相互インミタンスを含むものとしてトランスがあるが、図2の回路に対する網目方程式より次の関係が成立する。

$$\begin{pmatrix} i_k' \\ i_l' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_m' \\ i_n' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{T11} & y_{T12} \\ y_{T12} & y_{T22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_k - v_m \\ v_l - v_n \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\text{ここに、} (y_T) = \frac{1}{j\omega(L_1 L_2 - M_{12}^2)} \begin{pmatrix} L_2 & -M_{12} \\ -M_{12} & L_1 \end{pmatrix}$$

これより図2の回路に対する節方程式として次式が求まる。

$$\begin{pmatrix} i_k \\ i_l \\ -i_m \\ -i_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{T11} & y_{T12} & -y_{T11} & -y_{T12} \\ y_{T12} & y_{T22} & -y_{T12} & -y_{T22} \\ -y_{T11} & -y_{T12} & y_{T11} & y_{T12} \\ -y_{T12} & -y_{T22} & y_{T12} & y_{T22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_k \\ v_l \\ v_m \\ v_n \end{pmatrix} \quad (5)$$

(5)式のYマトリクスも不定Yマトリクスとなり、任意の1または1および2節点を同時に接地した場合にも前述のような手順で容易にマトリクスを求めることができる。また任意の m, n 節点を短絡する場合には、 m 行 m 列に n 行 n 列を加え、 n 行 n 列を消去することにより対応するYマトリクスが求まる。図1と図2を重ね合わせた場合には、節方程式は(3)式のマトリクスに(5)式のものを相加すれば容易に求められる。なお多巻線のトランスの場合(このシステムでは8巻線まで可能)も全く同様にしてYマトリクスを求めることができる。

一般に、前述の定義に従って、 $q+1$ 個の節点とこれらを結ぶ枝で表現された回路網が与えられた場合には、まず任意の一節点を基準点を選んで各節点に番号を付与し、次いで各枝に対するYマトリクスを求めてこれらを重ね合わせると、 $q \times q$ 元素を持つマトリクス Y が求められ、各節点に接続されている定電流源の符号を考えた和を求めればこれらを元素とする q 元素を持つ電流ベクト

*2端子インミタンスのみを含むYマトリクスにおいて、そのインミタンスを1とすれば、これを無向グラフで、相互インミタンスを含む場合に値を1とすると有向グラフで表現可能となる。

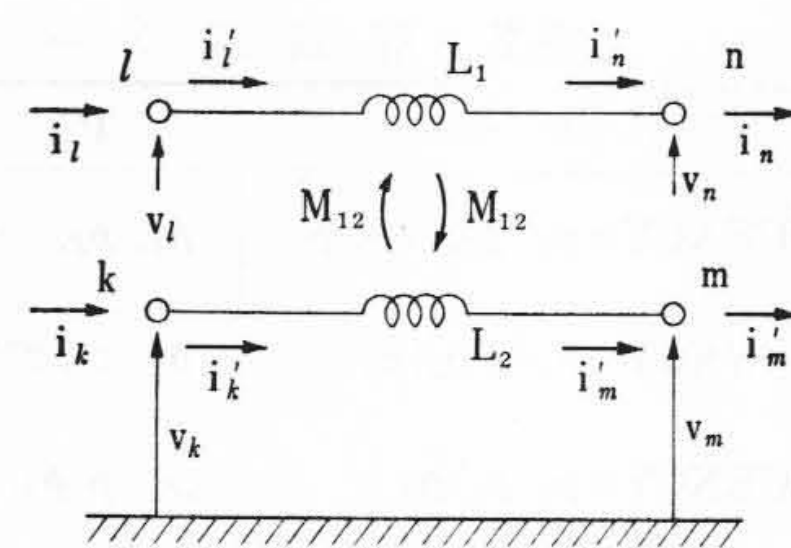


図2 二巻線トランス

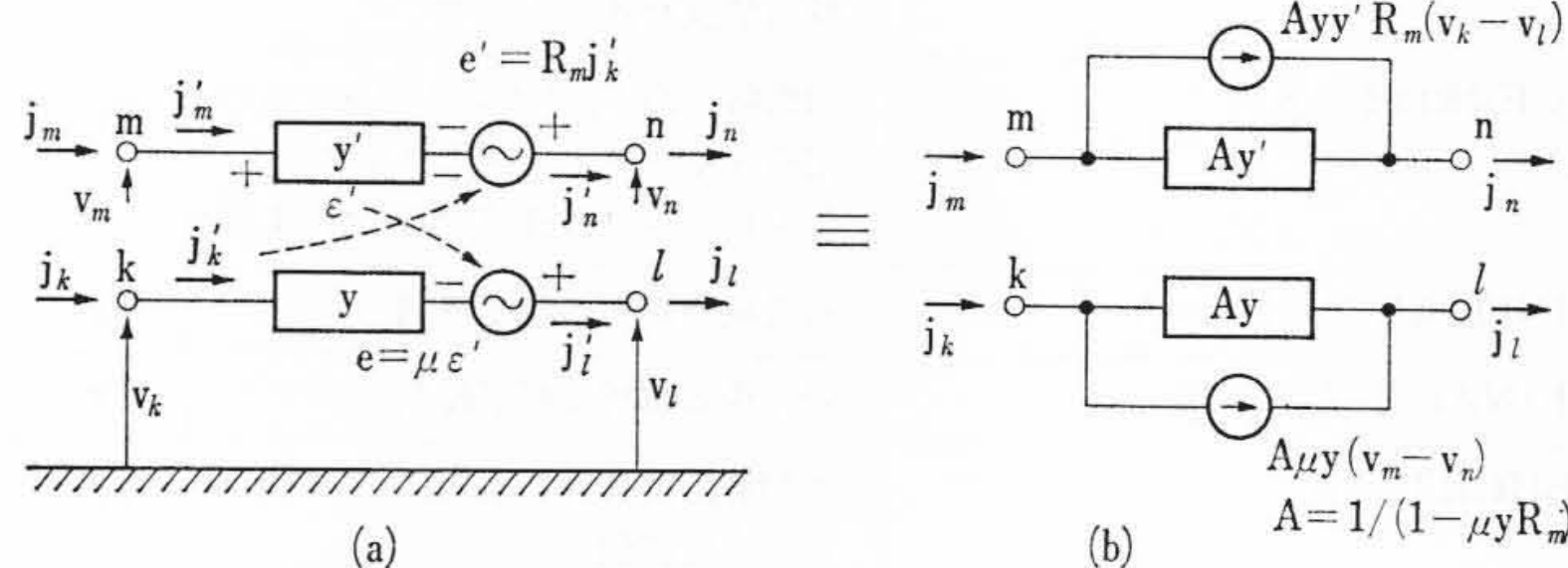


図3 従属電圧源を含む枝と等価変換後の枝

ル J が求まるので、回路全体に対する節方程式は、 q 元素を持つ節点電圧ベクトル V を用いれば、全く機械的に次式が求まる。

$$J = YV \quad (6)$$

(6)式を V について解けば

$$V = Y^{-1}J = ZJ \quad (7)$$

となり、各節点電圧が求まりこれより枝電流が求められる。

これらの手順をプログラムにしておけば、各素子の値と接続条件を指定すれば、どのような回路に対しても自動的に方程式が立てられ解を求めることができる。

システム使用上の注意事項を述べれば、

- (1) 枝のインピーダンスを0にしてはならない。0の場合にはYマトリクスが正方でなくなる⁽¹⁾。
- (2) トランスの枝に電圧源を含む場合には、網目方程式より(4)式の変換が不能となるので使用できない。
- (3) トランスの巻線抵抗は、枝の定義より別枝として定義する必要がある。電圧源が存在する場合には、この抵抗とともに別個の枝として使用すればよい。
- (4) β を使用したとき、内部のYマトリクスの記憶は $g_m' = \beta y$ となる。 y にModifyをかけても、この g_m' は不変。
- (5) 図3(a)の従属電圧源を含む枝は定義されていないが、必要ならば次のようにあらかじめ等価変換しておけばよい。

図3(a)の回路に対して次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} j_k' &= j_l' = y \{ v_k - v_l + \mu (v_m - v_n + R_m j_k) \} \\ j_m' &= j_n' = y' (v_m - v_n + R_m j_k) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

これより次の節方程式が求まる。

$$\begin{pmatrix} j_k \\ -j_l \\ j_m \\ -j_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Ay & -Ay & A\mu y & -A\mu y \\ -Ay & Ay & -A\mu y & A\mu y \\ Ayy'R_m & -Ayy'R_m & Ay' & -Ay' \\ -Ayy'R_m & Ayy'R_m & -Ay' & Ay' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_k \\ v_l \\ v_m \\ v_n \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\text{ここに、} A = 1/(1 - \mu y R_m)$$

これより図3(b)のように Ay と $g_m = A\mu y$ 、 Ay' と $g_m' = Ayy'R_m$ を持つ2組の枝に変換される。

3.1.2 入出力インピーダンス, 利得の算出

通常の一端子対入力, 一端子対出力を持つ回路の形式は表4のように4形式に分類される。これらに対して回路の諸特性を求める方法の概略について説明する。

一般に増幅器は縦続接続されて使用されるので, 入出力端子にそれぞれ前段, 後段を等価的に考えた信号源回路, 負荷回路を別個に付加して考えておくのが一般的である。そこで回路特性を考える場合に2種の考え方が生ずる。一つは信号源, 負荷を主体の回路と一体と考え, 入出力端子よりこの回路網をみたインピーダンス Z_{in} , Z_{out} および入出力の端子間の電圧比 G (端子間電圧利得) である。これらを第1種の特性と名づけることにする。ほかは信号源または負荷を切り離してそれぞれ入出力端子よりみた Z_{in} , Z_{out} および信号源電圧 v_s に対する出力端子電圧の比である。これを第2種の特性と名づける。

(1) 回路形式 I (標準形)

3.1.1 で述べた方法で信号源, 負荷を含む(6)式の Y が作られる。よく知られているように⁽³⁾, 端子 i よりみた $(Z_{in})_1$ (添字1は1種, 2は2種の特性を示す) は次式で求められ, これを計算機内部ですでに求められている Y^{-1} の元素 Z で示すと次のようになる。

$$(Z_{in})_1 = \frac{\Delta_{ii}}{\Delta} = Z_{ii} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここに Δ は Y の行列式, Δ_{ii} は Δ の i 行 i 列を消去した小行列式である。出力を j 端子とすると第1種の端子間利得 $(G)_1$ は

$$(G)_1 = \frac{\Delta_{ij}}{\Delta_{ii}} = \frac{Z_{ji}}{Z_{ii}} \quad \dots\dots\dots (11)$$

ここに, Δ_{ji} は Δ の j 行, i 列を消去した小行列式

$(Z_{in})_2$ は $(Z_{in})_1$ より Z_s を除いたものであるから

$$(Z_{in})_2 = \frac{(Z_{in})_1}{1 - (Z_{in})_1 G_s} \quad \dots\dots\dots (12)$$

$(G)_2$ は

$$G_2 = \frac{\Delta_{ij}}{\Delta} G_s = Z_{ji} G_s \quad \dots\dots\dots (13)$$

(2) 回路形式 II, III

増幅器の IC 化が進み, 増幅器にも差動 (differential mode), 同相 (common mode) の概念がよく用いられるようになった。能動回路に対する一般的取扱いについてはあまり発表されていないので, その考え方⁽⁵⁾を主として述べる。

表4の回路形式 II を電流源に変換した図4(a)の回路に対して入力端子対 i, k における差動, 同相の端子間電圧, v_d, v_c および電流 i_{ds}, i_{cs} を次式で定義する。

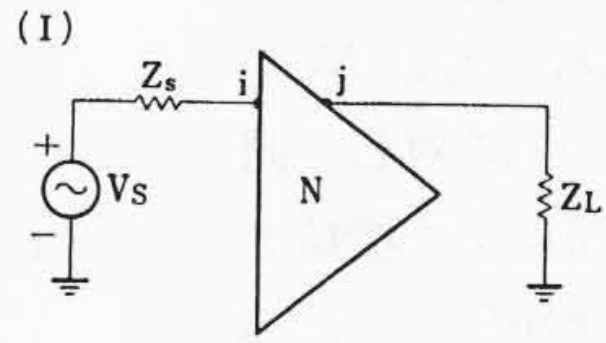
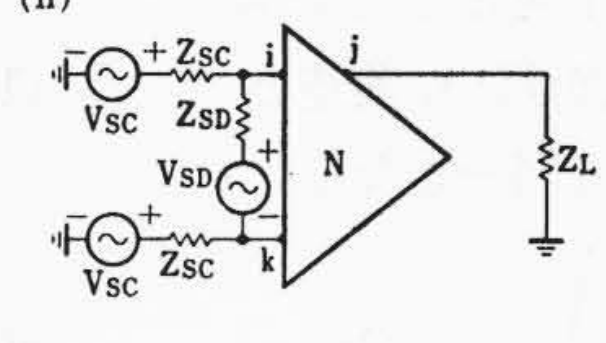
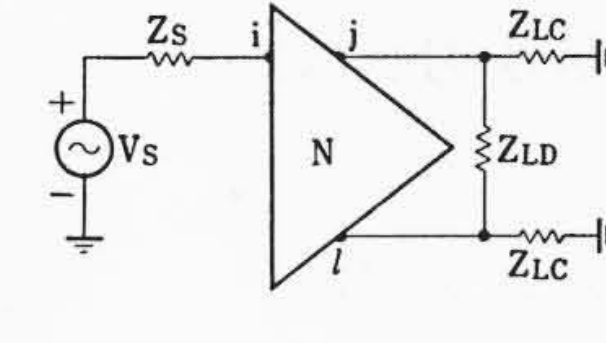
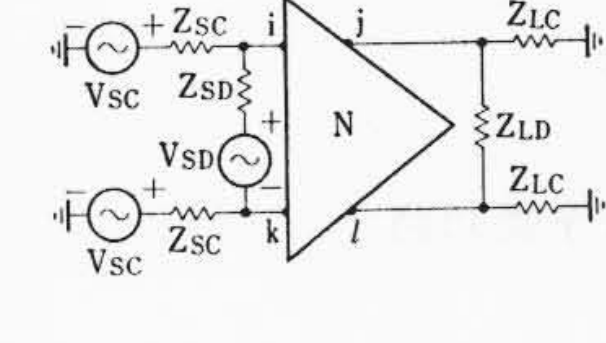
$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_i \\ v_k \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & -1/2 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_i \\ i_k \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (14)$$

図4(a)の回路に対する普通の節方程式を(14)式の定義に基づいて, 差動, 同相の電圧, 電流による方程式に変換すると

$$\begin{pmatrix} I_{SD} \\ 2I_{SC} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & -1/2 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_{SC} + G_{SD} + Y_{ii} & -G_{SD} + Y_{ik} & Y_{ij} \\ -G_{SD} + Y_{ki} & G_{SC} + G_{SD} + Y_{kk} & Y_{kj} \\ Y_{ji} & Y_{jk} & Y_{jj} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1/2 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} v_d \\ v_c \\ v_j \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} G_{SD} + G_{SC}/2 + (Y_{ii} - Y_{ki} + Y_{ik} - Y_{kk})/4 & (Y_{ii} - Y_{ki} + Y_{ik} - Y_{ii})/2 & (Y_{ij} - Y_{kj})/2 \\ (Y_{ii} + Y_{ki} - Y_{ik} - Y_{kk})/2 & 2G_{SC} + Y_{ii} + Y_{ki} + Y_{ik} + Y_{kk} & Y_{ij} + Y_{kj} \\ (Y_{ji} - Y_{jk})/2 & Y_{ji} + Y_{jk} & Y_{jj} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_c \\ v_j \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (15)$$

表4 入出力インピーダンス, ゲイン算出式一覧表

回路形式	計 算 式
	$(G)_1 = \frac{Z_{ji}}{Z_{ii}} \quad (G)_2 = G_s Z_{ji}$ $(Z_{in})_1 = Z_{ii} \quad (Z_{in})_2 = \frac{(Z_{in})_1}{1 - (Z_{in})_1 \cdot G_s}$ $(Z_{out})_1 = Z_{jj} \quad (Z_{out})_2 = \frac{(Z_{out})_1}{1 - (Z_{out})_1 \cdot G_L}$ (注) $G_s = 1/Z_s$ $G_L = 1/Z_L$
 (注) $G_{SC} = \frac{1}{Z_{SC}}$ $G_{SD} = \frac{1}{Z_{SD}}$	$(G_{comm})_1 = 2 \cdot \frac{Z_{ji} + Z_{ik}}{Z_{ii} + Z_{ik} + Z_{ki} + Z_{kk}}$ $(G_{diff})_1 = \frac{Z_{ji} - Z_{jk}}{Z_{ii} - Z_{ik} - Z_{ki} + Z_{kk}}$ $(Z_{in comm})_1 = \frac{1}{4} \cdot (Z_{ii} + Z_{ik} + Z_{ki} + Z_{kk})$ $(Z_{in diff})_1 = Z_{ii} - Z_{ik} - Z_{ki} + Z_{kk}$ $(Z_{out})_1 = Z_{jj}$ $(G_{comm})_2 = (Z_{ji} + Z_{jk}) G_{SC}$ $(G_{diff})_2 = (Z_{ji} - Z_{jk}) (G_{SD} + 0.5 G_{SC})$ $(Z_{in comm})_2 = \frac{(Z_{in comm})_1}{1 - (Z_{in comm})_1 \cdot 2 \cdot G_{SC}}$ $(Z_{in diff})_2 = \frac{(Z_{in diff})_1}{1 - (Z_{in diff})_1 \cdot (G_{SD} + 0.5 G_{SC})}$ $(Z_{out})_2 = \frac{(Z_{out})_1}{1 - (Z_{out})_1 \cdot G_L}$
	$(G_{comm})_1 = \frac{Z_{ji} + Z_{li}}{2 \cdot Z_{ii}}$ $(G_{diff})_1 = \frac{Z_{ji} - Z_{li}}{Z_{ii}}$ $(Z_{in})_1 = Z_{ii}$ $(Z_{out comm})_1 = \frac{1}{4} (Z_{jj} + Z_{jl} + Z_{ll} + Z_{lj})$ $(Z_{out diff})_1 = Z_{jj} + Z_{ll} - Z_{jl} - Z_{lj}$ $(G_{comm})_2 = \frac{1}{2} G_s (Z_{ji} + Z_{li})$ $(G_{diff})_2 = G_s (Z_{ji} - Z_{li})$ $(Z_{in})_2 = \frac{(Z_{in})_1}{1 - (Z_{in})_1 \cdot G_s}$ $(Z_{out comm})_2 = \frac{(Z_{out comm})_1}{1 - (Z_{out comm})_1 \cdot 2 \cdot G_{LC}}$ $(Z_{out diff})_2 = \frac{(Z_{out diff})_1}{1 - (Z_{out diff})_1 (G_{LD} + 0.5 G_{LC})}$
 注: 上記すべての回路(N)は入力および出力端子対に対して不平衡でもよい。	$(G_{comm})_1 = \frac{Z_{ji} + Z_{li} + Z_{jk} + Z_{lk}}{Z_{ii} + Z_{ki} + Z_{ik} + Z_{kk}}$ $(G_{diff})_1 = \frac{Z_{ji} - Z_{jk} - Z_{li} + Z_{lk}}{Z_{ii} - Z_{ik} - Z_{ki} + Z_{kk}}$ $(Z_{in comm})_1 = \frac{1}{4} (Z_{ii} + Z_{ik} + Z_{ki} + Z_{kk})$ $(Z_{in diff})_1 = Z_{ii} - Z_{ik} - Z_{ki} + Z_{kk}$ $(Z_{out comm})_1 = \frac{1}{4} (Z_{jj} + Z_{jl} + Z_{ll} + Z_{lj})$ $(Z_{out diff})_1 = Z_{jj} - Z_{jl} - Z_{ll} + Z_{lj}$ $(G_{comm})_2 = \frac{1}{2} G_{SC} (Z_{ji} + Z_{jk} + Z_{li} + Z_{lk})$ $(G_{diff})_2 = (G_{SD} + 0.5 G_{SC}) (Z_{ji} - Z_{jk} - Z_{li} + Z_{lk})$ $(Z_{in comm})_2 = \frac{(Z_{in comm})_1}{1 - (Z_{in comm})_1 \cdot 2 \cdot G_{SC}}$ $(Z_{in diff})_2 = \frac{(Z_{in diff})_1}{1 - (Z_{in diff})_1 (G_{SD} + 0.5 G_{SC})}$ $(Z_{out comm})_2 = \frac{(Z_{out comm})_1}{1 - (Z_{out comm})_1 \cdot 2 \cdot G_L}$ $(Z_{out diff})_2 = \frac{(Z_{out diff})_1}{1 - (Z_{out diff})_1 (G_{LD} + 0.5 G_{LC})}$ $(CMRR)_1 = 2 \cdot \frac{Z_{ji} + Z_{jk} - Z_{li} - Z_{lk}}{Z_{ii} + Z_{ik} + Z_{ki} + Z_{kk}} \cdot \frac{Z_{ii} - Z_{ik} - Z_{ki} + Z_{kk}}{Z_{ji} - Z_{li} - Z_{jk} + Z_{lk}}$

ここに、 Y_{ij} は回路 N_1 の等価Yマトリクス (3.1.3 参照)

これより図4(b)のように分離された差動、同相の信号源回路を持つ回路に変換される。節点 d, c は差動、同相入力信号端子を意味し、 N_2 は(15)式の元素で表現されたものである。もし N_1 において節点 i, k が基準点に対して対称ならば各節点に対して同様な変換を行えば N_2 は2個の独立した回路が節点 j で接続された形に変換される。(このような例は文献(6)を参照)。したがって差動成分の特性は(15)式で $I_{sc}=0$ とし、同相成分は $I_{sd}=0$ として標準形の場合と同様にして求められる。回路形式Ⅲの場合も全く同様であり、これらの結果は表4に示すとおりである。

もし差動、同相として取り扱わず、単に入力端子対として i, k を考えた場合には、電圧、電流の変換式として次式を用い、前述と同一の手法が適用される。その結果は差動のものと同じとなる。

$$\begin{pmatrix} v_{ik} \\ v_k \\ v_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_i \\ v_k \\ v_j \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} i_{ik} \\ i_k \\ i_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_i \\ i_k \\ i_j \end{pmatrix} \quad \dots (16)$$

なお(14)、(16)式の変換マトリクスの行列式は1となる。

(3) 回路形式Ⅳ

この場合にも入出力の端子対に関して差動、同相成分に変換を行ない同様な手順で解が得られる。前記のものと異なる点は、節点が1個増加したために、利得として差動↔同相間の変換利得が定義できることである。差動増幅器の重要な特性である同相信号抑圧比CMRR(Common Mode Rejection Ratio)は差動利得 G_{dif} と同相差動変換利得 G_{cd} (同相入力信号対差動出力信号の比)により、次式で定義される。

$$CMRR = \frac{G_{cd}}{G_{dif}} \quad \dots (17)$$

前述と同様な手順で求めた第1種のCMRRを表4に示す。

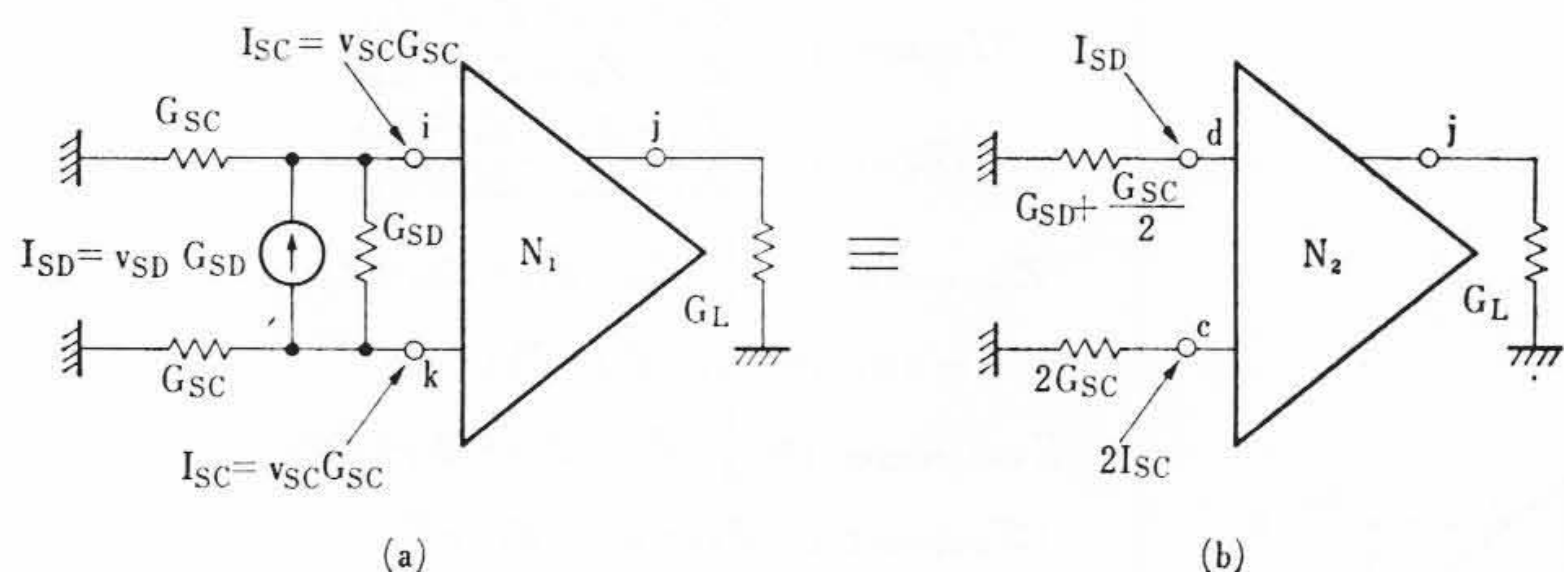


図4 平衡形入力をもつ回路とその差動、同相等価回路

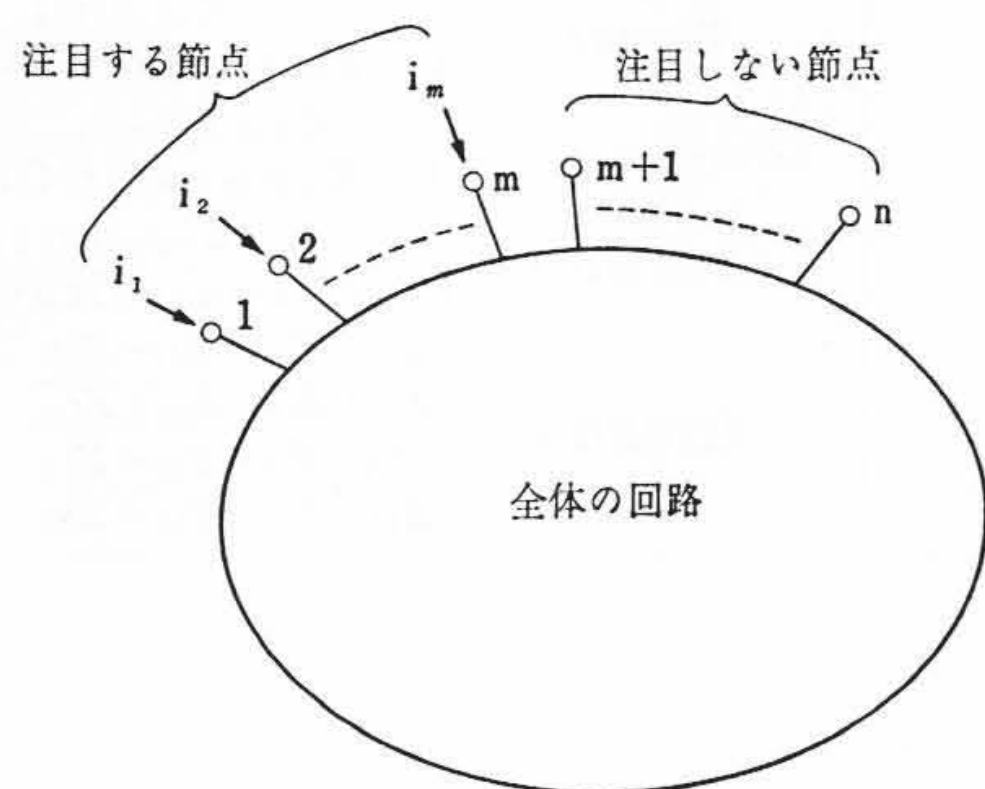


図5 等価yマトリクスの概念



図6 キャパシタンス C

3.1.3 等価Yマトリクスの算出

3.1.2でふれたように、回路全体の一部の節点にのみ注目して回路を見たときのYマトリクスを用いると便利な場合がある。これを等価Yマトリクスと名づける。

今、図5のように n 節点のうち m 個の節点に注目すると、これ以外の節点には外部よりの強制電流は0となり、節方程式は、

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (Y_A) & (Y_B) \\ (Y_C) & (Y_D) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \dots (18)$$

$$\text{ここに、} \quad I_1 = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_m \end{pmatrix}, \quad v_1 = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_m \end{pmatrix}, \quad v_2 = \begin{pmatrix} v_{m+1} \\ v_{m+2} \\ \vdots \\ v_n \end{pmatrix}$$

(18)式より、 v_2 を消去することにより等価Yマトリクス (Y_{eq}) は

$$(Y)_{eq} = (Y_A) - (Y_B)(Y_D)^{-1}(Y_C) \quad \dots (19)$$

(Y)_{eq}は能動素子によりジャイレータ、サーキュレータ、ハイブリッド回路などを構成したときの等価的な元素の特性算出に用いられる。また複雑な回路を分割して(Y)_{eq}を求めて全体の(Y)を求める方法も考えられるが、ここには組み込まれていない。

3.1.4 過渡現象解析の方法

節方程式を用いて任意の回路の過渡現象を解析する方法は以下のとおりである⁽¹⁾。

まず過渡現象を生じせしめるキャパシタンスおよびインダクタンス単体についてその端子条件に注目する。

Cについては図6において次式が成立する。

$$J = C \frac{d}{dt} (v_m - v_n) \quad \dots (20)$$

(20)式において、 j なるタイムステップの時刻から $j+1$ の数値解を求める場合を考えると、タイムステップがじゅうぶん小さいとして、次式のように変形することができる。

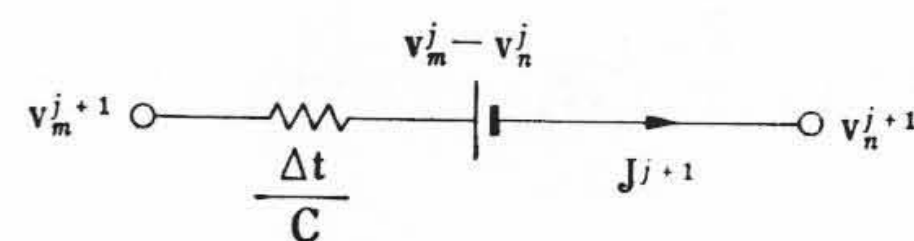


図7 過渡現象解析のための直流等価回路 (キャパシタンス C)

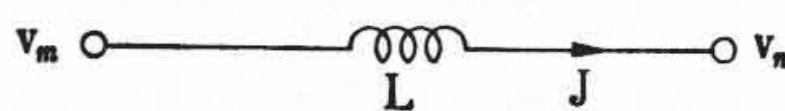


図8 インダクタンス L

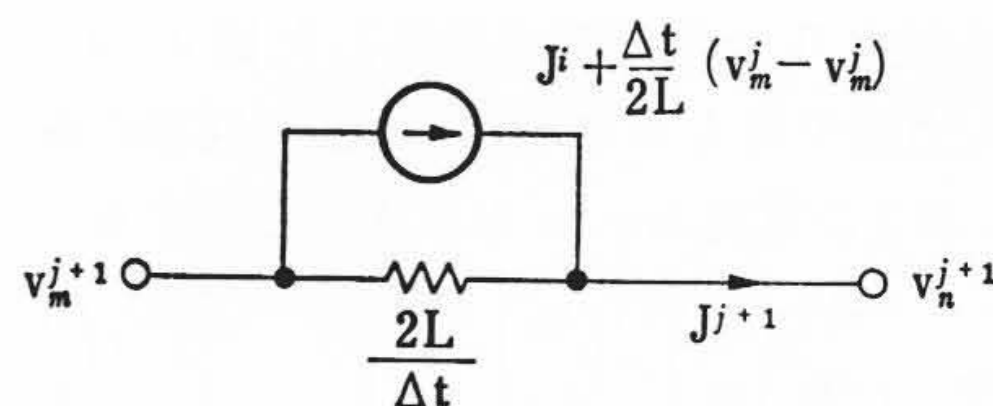


図9 過渡現象解析のための直流等価回路 (インダクタンス L)

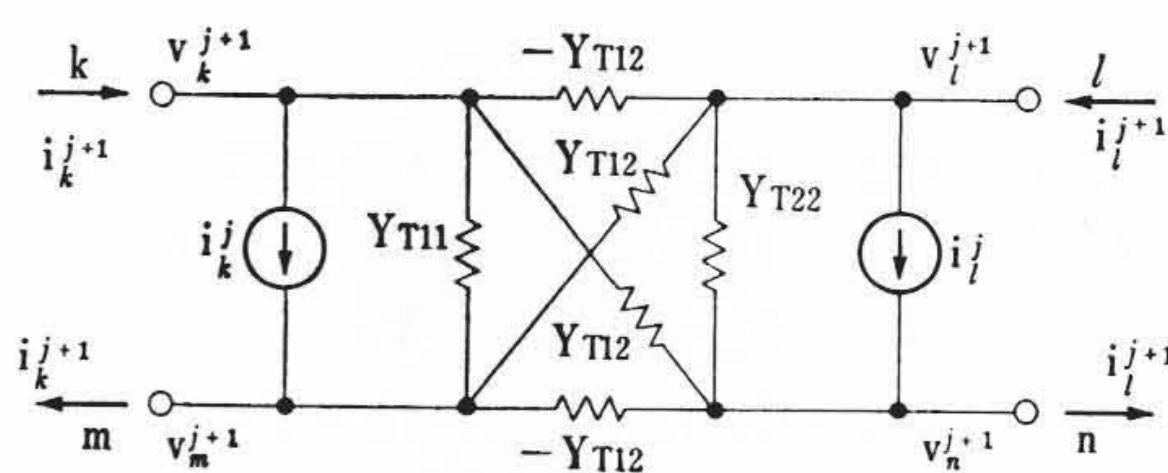


図10 過渡現象解析におけるトランスの等価回路

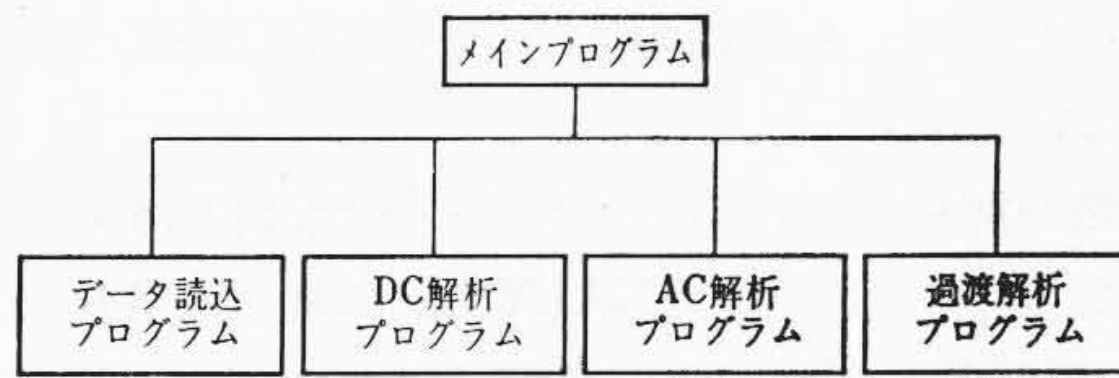
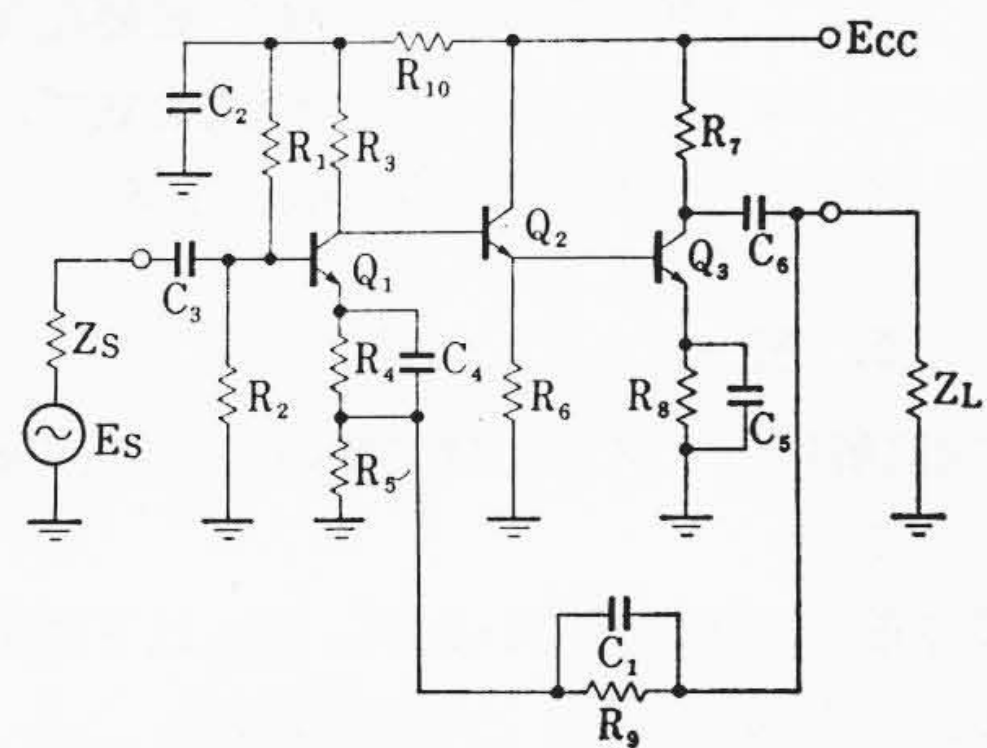
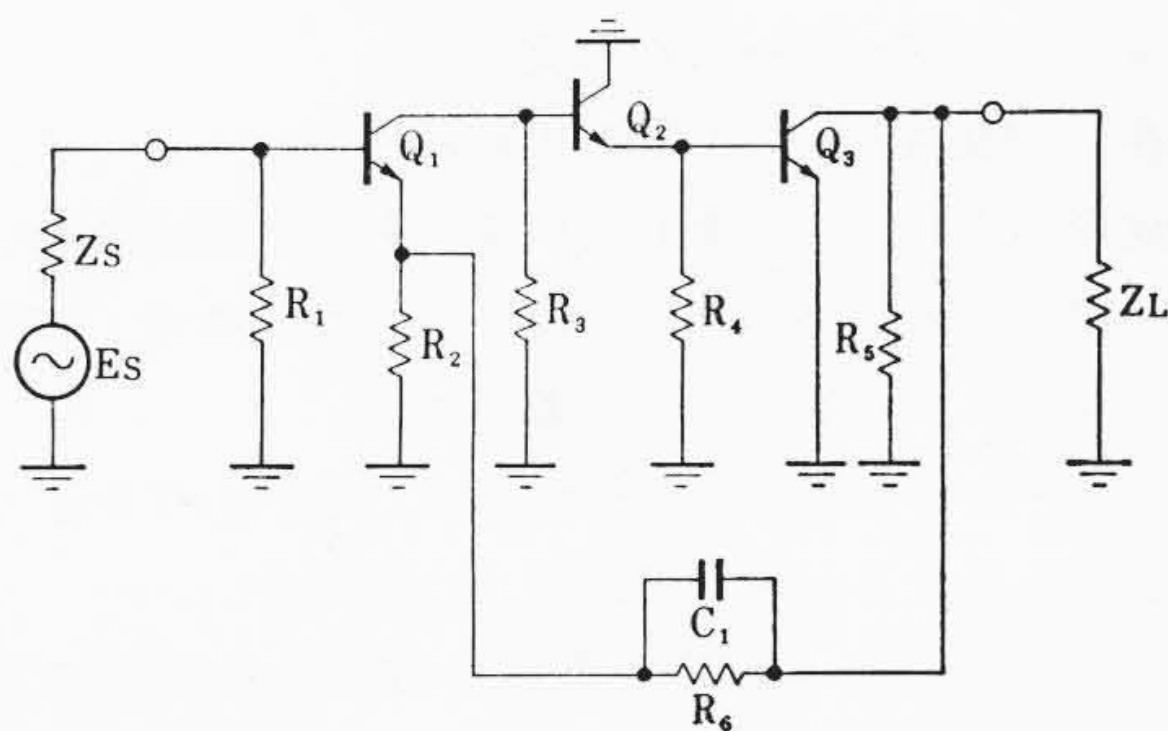


図 11 HICAS 1 プログラムの構成



R_1 : 10 k Ω	C_1 : 7 pF
R_2 : 1.3 k Ω	C_2 : 3.3 μ F
R_3 : 8.2 k Ω	C_3 : 3.3 μ F
R_4 : 560 Ω	C_4 : 3.3 μ F
R_5 : 10 Ω	C_5 : 3.3 μ F
R_6 : 1 k Ω	C_6 : 3.3 μ F
R_7 : 3 k Ω	Z_S : 1 k Ω
R_8 : 1.1 k Ω	Z_L : 3 k Ω
R_9 : 11 k Ω	E_S : 10 mV
R_{10} : 120 Ω	

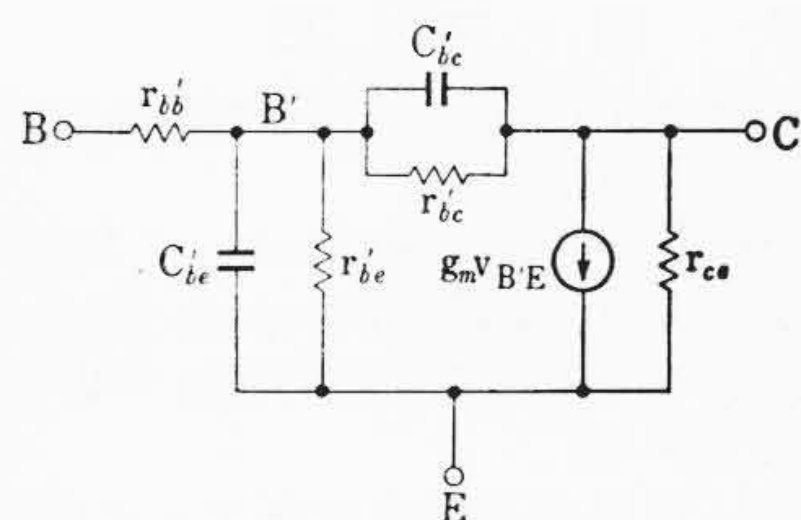
図 12 三段高利得増幅回路



R_1 : 1.15 k Ω	C_1 : 7 pF
R_2 : 10 Ω	Z_S : 1 k Ω
R_3 : 8.2 k Ω	Z_L : 3 k Ω
R_4 : 1 k Ω	E_S : 10 mV
R_5 : 3 k Ω	
R_6 : 11 k Ω	

(低域特性が必要な場合は R_4, C_4 などとも考慮すればよい)

図 13 三段高利得増幅回路の交流的等価回路



$r_{bb'}$: 100 Ω
C_{be} : 100 pF
$r_{b'e}$: 650 Ω
$C_{b'e}$: 5 pF
$r_{b'c}$: 5 M Ω
r_{ce} : 100 k Ω
g_m : 0.077 S

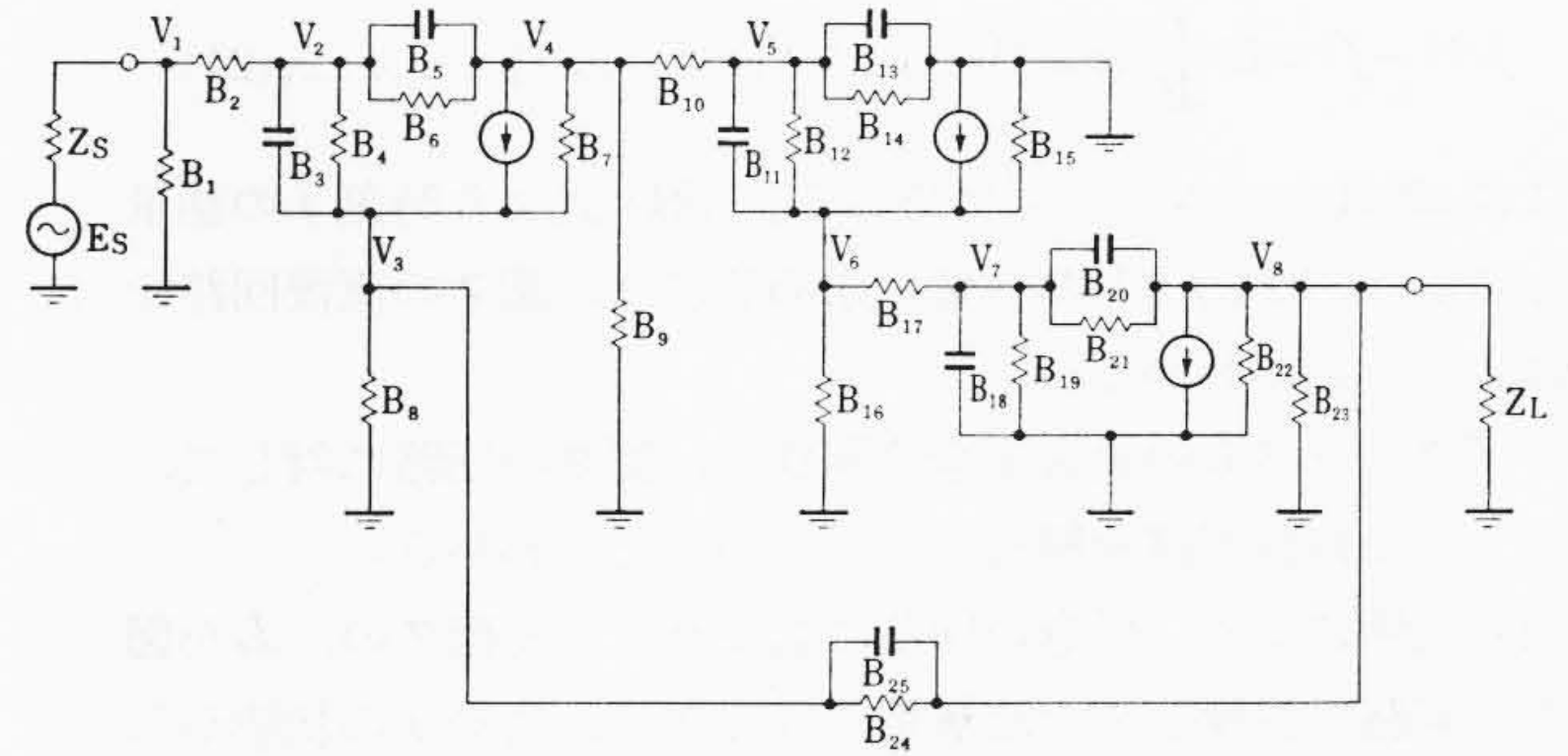
図 14 トランジスタのハイブリッド- π 形等価回路

図 15 三段高利得増幅回路の計算用等価回路

HITACHI CIRCUIT ANALYSIS SYSTEM *** HICAS 1 ***		PAGE- 1
HICAS1 INPUT DATA LIST		
3-STAGE HIGH GAIN AMPLIFIER		
AC ANALYSIS		
B 1 N(1, 0), R1 = 1.15K	3SA00000	
B 2 N(1, 2), RBB1 = 100	3SA00010	
B 3 N(2, 3), CBE1 = 100P	3SA00020	
B 4 N(2, 3), RBE1 = 650	3SA00030	
B 5 N(2, 4), CBC1 = 5P	3SA00040	
B 6 N(2, 4), RBC1 = 5MEG	3SA00050	
B 7 N(4, 3), RCE1 = 100K	3SA00060	
B 8 N(3, 0), R2 = 10	3SA00070	
B 9 N(4, 0), R3 = 8.2K	3SA00080	
B 10 N(4, 5), RBB2 = 100	3SA00090	
B 11 N(5, 6), CBE2 = 100P	3SA00100	
B 12 N(5, 6), RBE2 = 650	3SA00110	
B 13 N(5, 0), CBC2 = 5P	3SA00120	
B 14 N(5, 0), RBC2 = 5MEG	3SA00130	
B 15 N(0, 6), RCE2 = 100K	3SA00140	
B 16 N(6, 0), R4 = 1K	3SA00150	
B 17 N(6, 7), RBB3 = 100	3SA00160	
B 18 N(7, 0), CBE3 = 100P	3SA00170	
B 19 N(7, 0), RBE3 = 650	3SA00180	
B 20 N(7, 8), CBC3 = 5P	3SA00190	
B 21 N(7, 8), RBC3 = 5MEG	3SA00200	
B 22 N(8, 0), RCE3 = 100K	3SA00210	
B 23 N(8, 0), R5 = 3K	3SA00220	
B 24 N(8, 3), R6 = 11K	3SA00230	
B 25 N(8, 3), C1 = 7P	3SA00240	
T 1 B(4, 7), GM1 = 0.077	3SA00250	
T 2 B(12,15), GM2 = 0.077	3SA00260	
T 3 B(19,22), GM3 = 0.077	3SA00270	
SOURCE, N(1), ZC=1K/0, EC=10MILLI/0	3SA00280	
LOAD, N(8), ZC=3K/0	3SA00290	
FREQUENCY = 1MEG,2MEG,3MEG,5MEG,	3SA00300	
7MEG,10MEG,15MEG,20MEG	3SA00310	
PRINT, 21, 20, 26	3SA00320	
EXECUTE	3SA00330	
	3SA00340	
	3SA00350	
	3SA00360	
	3SA00370	
	3SA00380	
	3SA00390	
	3SA00400	

図 16 三段高利得増幅回路解析のための入力データ例

HITACHI CIRCUIT ANALYSIS SYSTEM *** HICAS 1 ***		PAGE- 2
FREQ = 1.00000E+06		
GAIN (COHM) = 53.41 (-44.00)		
Z-IN (COHM) = 9.52600E+02 (-26.07)		
Z-OUT(COHH) = 3.69961E+02 (40.77)		
FREQ = 2.00000E+06		
GAIN (COHM) = 50.58 (-77.77)		
Z-IN (COHM) = 7.41635E+02 (-41.98)		
Z-OUT(COHH) = 5.64176E+02 (18.37)		
FREQ = 3.00000E+06		
GAIN (COHM) = 47.47 (-102.10)		
Z-IN (COHM) = 5.83004E+02 (-50.94)		
Z-OUT(COHH) = 6.04812E+02 (-1.14)		
FREQ = 5.00000E+06		
GAIN (COHM) = 41.77 (-134.24)		
Z-IN (COHM) = 3.92786E+02 (-59.10)		
Z-OUT(COHH) = 5.18861E+02 (-23.86)		
FREQ = 7.00000E+06		
GAIN (COHM) = 37.02 (-154.97)		
Z-IN (COHM) = 2.90329E+02 (-61.34)		
Z-OUT(COHH) = 4.23557E+02 (-33.86)		

図 17 図 13 の入力に対する HICAS 1 の出力結果

$$J^{j+1} - J^j = C \frac{1}{\Delta t} \{v_m^{j+1} - v_n^{j+1} - (v_m^j - v_n^j)\} \dots\dots\dots (21)$$

ここに Δt はタイムステップである。(21) 式より時刻 j の諸量をもとにして時刻 $j+1$ の諸量を求めるには、図 7 の直流回路を解けばよいことがわかる。

インダクタンス L の場合も全く同様で、図 8 の回路に対して、図 9 のような直流回路を解析すればよいことがわかる。

以上の説明により、任意の回路に含まれる C を図 7 の、 L を図 9 の等価回路に置換して直流解析を行なえば、時刻 j の状態から時刻 $j+1$ の状態が算出でき、一般の過渡現象の解析ができる。

図 2 のトランスに対しても同様にして(4)式に対応して

$$\begin{pmatrix} i_k^{j+1} - i_k^j \\ i_l^{j+1} - i_l^j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{T11} & Y_{T12} \\ Y_{T12} & Y_{T22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_k^{j+1} - v_m^{j+1} \\ v_l^{j+1} - v_n^{j+1} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (22)$$

$$\text{ここに, } \begin{pmatrix} Y_{T11} & Y_{T12} \\ Y_{T12} & Y_{T22} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta t (L_1 L_2 - M_{12}^2)} \begin{pmatrix} L_2 & -M_{12} \\ -M_{12} & L_1 \end{pmatrix}$$

これより図 10 の直流回路を解けばよいことがわかる。多巻線についても同様にして求めることができる。

3.2 プログラムの構成

HICAS 1 は大きく分けて次の 4 個のプログラムより成る。

- (1) データ読込プログラム
- (2) 直流解析プログラム
- (3) 交流解析プログラム
- (4) 過渡現象解析プログラム

3.2.1 データ読込プログラム

HICAS 1 システムのコンパイラで、コマンド、データ、解制御および出力指定カードを読み込んで、各解析プログラムへの接続のための各種テーブルの設定を行なう。

3.2.2 直流解析プログラム

線形回路網の直流解(電圧, 電流, 消費電力)を、データ読込プログラムで設定されたデータについて求める。また指示により、感度係数、偏微分係数および最悪値、標準偏差などの計算も行なう。

3.2.3 交流解析プログラム

線形回路網の交流解(電圧, 電流, 消費電力)を指定の周波数の正弦波入力に対して計算する。また、駆動回路、負荷回路の指定により入出力インピーダンス、ゲインの計算および指定の節点に対する等価 y マトリクスの計算などを行なう。

3.2.4 過渡現象解析プログラム

指定された入力波形に対する電圧, 電流, 消費電力の過渡応答の計算を行なう。また特性値を直線で折線近似することにより、非線形の問題も計算することができる。

以上述べた 3 種類の解析プログラムに対して、回路定数の変更が指示されている場合、その変更を行なったうえで再計算することも可能である。これらの各プログラムは、メインプログラムにより、図 11 のように接続されている。

HICAS 1 システムは、HITAC 5020(コア容量 65k 語)の HARP 言語(FORTRAN-IV 相当)で 54 個のサブルーチン(約 8k ステートメント)によって作成されている。

4. 使 用 例

本章では、簡単な例題を示すことにより、HICAS 1 がどのように使用されるかを示したい。

図 12 は、三段の高利得増幅器の一例であり、その交流的な等価回路を描いたものが図 13 である。各トランジスタをどのような等価回路で置き替えるかは、たいへんむずかしい問題であるが、ここでは図 14 に示すハイブリッド- π 形等価回路を用いることとする。図 14 の等価回路を用いて図 13 の回路を描き直すと、図 15 とな

る。図 15 の回路になれば、各構成要素はすべて HICAS 1 で許される素子となったわけである。

さて図 15 の回路を解析するための入力データ例は図 16 のようになる。図 16 では、コマンド AC ANALYSIS に続いて各枝のデータ、従属電流源、周波数、駆動回路、負荷回路および出力指定カードがコーディングされているのがわかる。得られた結果を図 17 に示す。図 15 では入出力インピーダンスおよびゲインのみしか出力が指定されていないので、結果もこれらのみを得られている。

以上の例でわかるように、HICAS 1 を用いれば、必要な等価回路を作成して簡単なコーディングを行なうのみで(式を立て、プログラムする必要なしに)直ちに回路の解析結果が得られる。

5. 結 言

以上、汎用の電子回路解析プログラム HICAS 1 につき、その機能、構成を中心に述べてきた。

本プログラムは 2 年前より稼働しているが、特に以下に示すような点で電子回路の設計に有効であることが知られた。

- (1) 回路の設計段階、特にどのような回路方式を選ぶかといった初期段階において方針の決定資料を得、さらに詳細設計にはいった段階において精密な数値が容易に得られる。
- (2) 任意の回路に対する各種の設計資料を容易にかつ多種類得ることができる。
- (3) 特性値のばらつきの計算、障害状態の掌握など、実際のブレッドボード実験では実現困難な状態のシミュレーションが容易に行なわれる。

特に(1)と(2)とは HICAS 1 のような線形解析プログラムの最も得意とするところであり、(2)の目的のため、周波数特性、過渡応答を任意にプロットするプログラムも作成した。

この反面、現在の HICAS 1 で不便と思われる点は、

- (1) 解析は線形が中心で、必ずしも現実の数値に近い値をいつも容易に得られるとはかぎらない。このためには、非線形の解析プログラムを追加する必要がある。
- (2) トランジスタなどのモデルを作成することがむずかしく、定数をいかに与えるか設計者が迷うことが多い。
- (3) 線形解析に限定しても、回路全体の安定性を容易に判定(発振回路の発振条件の検定も含む)したい。

これらの点については、今後プログラムの拡張を続け、真に設計者にとって便利な道具にしていきたいと考えている。

なお現在、HICAS 1 をもとにして、HITAC 8000 シリーズ用のプログラムも整備中であり、近々一般ユーザーにも提供されることと思う。

最後に、本プログラム作成にあたり、ご教示、ご討論を賜った NHK 技術研究所和久井孝太郎氏に心からの謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) IBM: "1620 Electronic Circuit Analysis Program [ECAP] [1620-EE-02X] User's Manual"
- (2) R. W. Jensen and M. D. Lieberman: "IBM Electronic Circuit Analysis Program" Prentice Hall 1968.
- (3) 徳永: 「線形回路網の機械的節点解析法について」日立評論 昭和 32 年 7 月 p. 45-52
- (4) 徳永, 川野, 沼田: 「汎用電子回路解析プログラム HICAS 1」昭和 45 年 信学会全国大会 No. 804
- (5) 徳永: 「線形回路網と一次写像」信学会, 回路網理論研究会資料, No. 91-3, 1965 年 10 月
- (6) 田宮, 川又監修: パルス回路設計マニュアル, p. 190-280 (昭 43, 丸善)