U. D. C. 621. 375. 3

SCRを用いた直流電源で動作する磁気増幅器(DCMA)

Magnetic Amplifier for D. C. Power Source

木　脇　久　勝*
Hisakatsu Kiwaki

内　容　梗　概

DCMAの抵抗負荷における理論的解析を行ない，発振周波数，負荷電流はほぼ制御電圧に比例することを明らかにした。そして電源電圧100V，出力250Wの磁気増幅器を試作して抵抗負荷において実験を行なった結果，理論値と実験値はかなりよく一致することを示し，負荷抵抗15Ωの場合，制御電流を0～0.15Aの範囲で変化すると，負荷電流0.2～4A（電力増幅度20倍），発振周波数100～1,000 c/sの範囲で制御できることを示した。

1. 緒　　言

車両においては電源に直流しか得られない場合も少なくない。最近は車両の制御装置にも盛んに磁気増幅器が採用されるようになってきたが，従来の磁気増幅器では交流電源が停電したような場合にも動作できなくなる欠点がある。われわれはこのような場合にも動作する直流電源で動作する磁気増幅器（以下DCMAと略称する）を開発したが(1)，今回半導体素子としてSCRを用いたものを開発した(2)。本論文ではDCMAの抵抗負荷における動作，特に特性の左右非対称性について解析を行ない，試作したDCMAによる実験結果についてのべる。

2. 動　作　原　理

第1図にDCMAの回路を示す。**第1図**においてN, N'は出力巻線，N_Cは制御巻線，N_Gはゲート巻線で，それぞれ図示の極性に鉄心上に巻かれている。鉄心は角形特性を有する可飽和鉄心で，ϕ_1，ϕ_2はその磁束を示す。Cは転流用コンデンサ，C_1，C_2はゲートコンデンサ，Rは負荷抵抗，R_Cは制御回路抵抗，Eは電源電圧，E_Cは制御電圧である。

次に$E_C>0$(**第1図**の方向)の場合について動作を考えてみると，SCR_1が導通，SCR_2は遮断となった瞬間を$t=0$とすると，電源電圧は出力巻線によって2個の鉄心に同じように与えられるが，制御電圧は鉄心1では電源電圧による磁束変化を妨げるように，また鉄心2では電源電圧による磁束変化を助けるように作用する。したがって鉄心2は1よりさきに飽和に達することになる。一方，ゲートコンデンサは磁束変化によるゲート巻線の誘起電圧により図示の方向に充電され，転流コンデンサも図示のように充電されている。したがって，鉄心2が飽和したときC_2の電荷はSCR_2のゲートを通じて放電してSCR_2は導通となり，それにより転流コンデンサの電圧がSCR_1に逆方向に印加されるのでSCR_1が遮断状態となり転流が完了する。

$E_C=0$の場合は，鉄心1, 2が同時に飽和に達すると考えられる以外は転流機構など$E_C>0$の場合と同様である。

$E_C<0$の場合は，鉄心2よりも1がさきに飽和することになるので転流までにたどる経過が多少異なってくる。この点の詳細は後に説明する。

$E_C>0$の場合に戻り，E_Cの値を大きくしてゆくと，鉄心2が飽和に達するまでの時間は次第に短くなってくる。いいかえると発振周波数が大きくなる。そして負荷電流は転流コンデンサの充電電流とほぼ相似であるから，発振周波数が大きくなると，その平均値も増大する。このようにしてE_Cにより発振周波数と負荷電流平均値が制御されるわけである。

3. 抵抗負荷における理論的解析

以下，DCMAの動作を$N'=N$の場合について$E_C>0$，$E_C<0$，$E_C=0$の場合に分け，それぞれを非飽和期間(鉄心1，2がともに非飽和)と飽和期間(鉄心の少なくとも一方が飽和)に分けて論ずる。ただし，回路方程式においては鉄心は励磁電流を必要としない理想的角形特性を有するものと仮定し，また，C_1, C_2の充，放電電流は十分小さいと考えて無視することとする。

3.1　$E_C>0$で非飽和期間の解析

SCR_1が導通，SCR_2が遮断になった瞬間を$t=0$とすると次の回路方程式が成立する。(**第2図**)

$$E=Ri+N(\dot{\phi}_1+\dot{\phi}_2) \quad \cdots\cdots(1)$$

$$Q/C=2N(\dot{\phi}_1+\dot{\phi}_2) \quad \cdots\cdots(2)$$

$$E_C=R_Ci_C+N_C(\dot{\phi}_2-\dot{\phi}_1) \quad \cdots\cdots(3)$$

また，鉄心1，2がともに非飽和であるから，それぞれのアンペアターンの総和は零にならなければならない。したがって，

$$N(i-i_d)-Ni_d+N_Ci_C=0 \quad \cdots\cdots(4)$$

$$N(i-i_d)-Ni_d-N_Ci_C=0 \quad \cdots\cdots(5)$$

が成立する。ただし，

$$Q=\int i_d\,dt+Q_0$$

である。以上の式をQについて整理すると，

$$\dot{Q}+\frac{Q}{4CR}=\frac{E}{2R} \quad \cdots\cdots(6)$$

となる。したがって，これを解くと，

$$Q=2CE+(Q_0-2CE)\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}} \quad \cdots\cdots(7)$$

となり，他の量も，

$$i=\left(\frac{E}{R}-\frac{Q_0}{2CR}\right)\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}} \quad \cdots\cdots(8)$$

$$i_C=0 \quad \cdots\cdots(9)$$

$$\dot{\phi}_1=\frac{E}{2N}-\frac{E_C}{2N_C}+\frac{Q_0-2CE}{4CN}\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}} \quad \cdots\cdots(10)$$

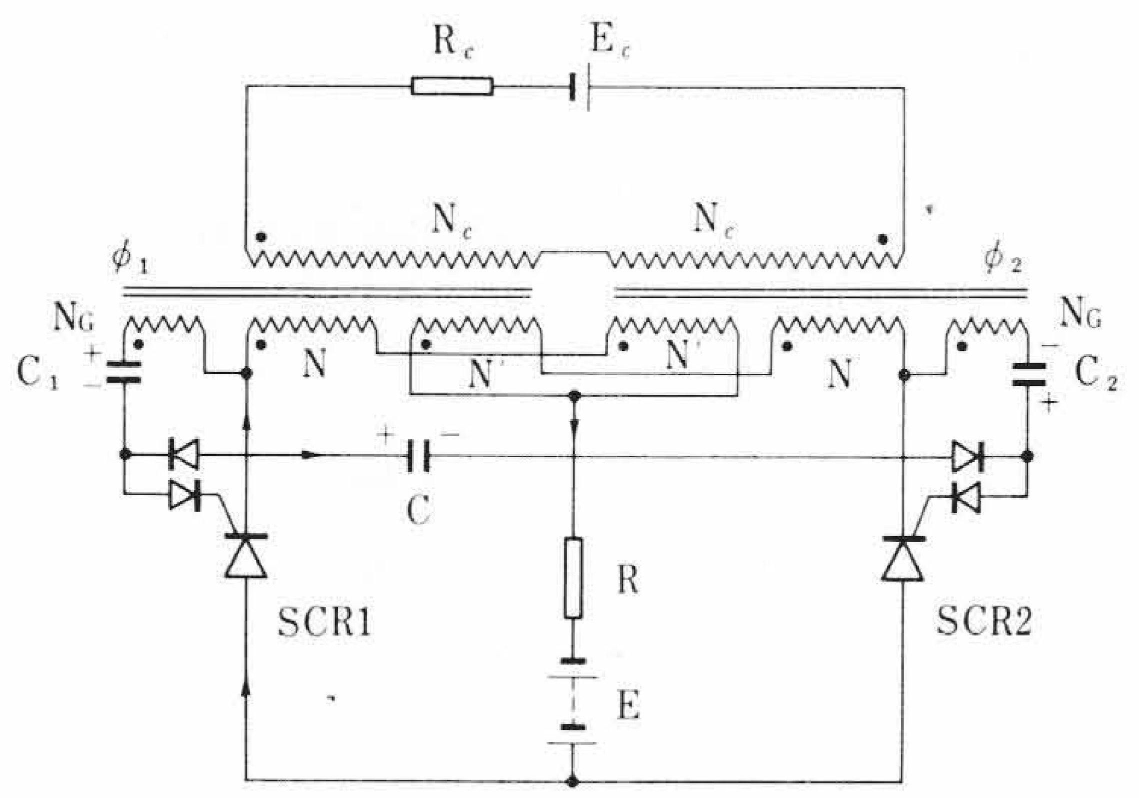
$$\dot{\phi}_2=\frac{E}{2N}+\frac{E_C}{2N_C}+\frac{Q_0-2CE}{4CN}\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}} \quad \cdots\cdots(11)$$

となる。したがって鉄心2の磁束変化が鉄心1のそれより大きいから鉄心2が1よりさきに飽和することになる。

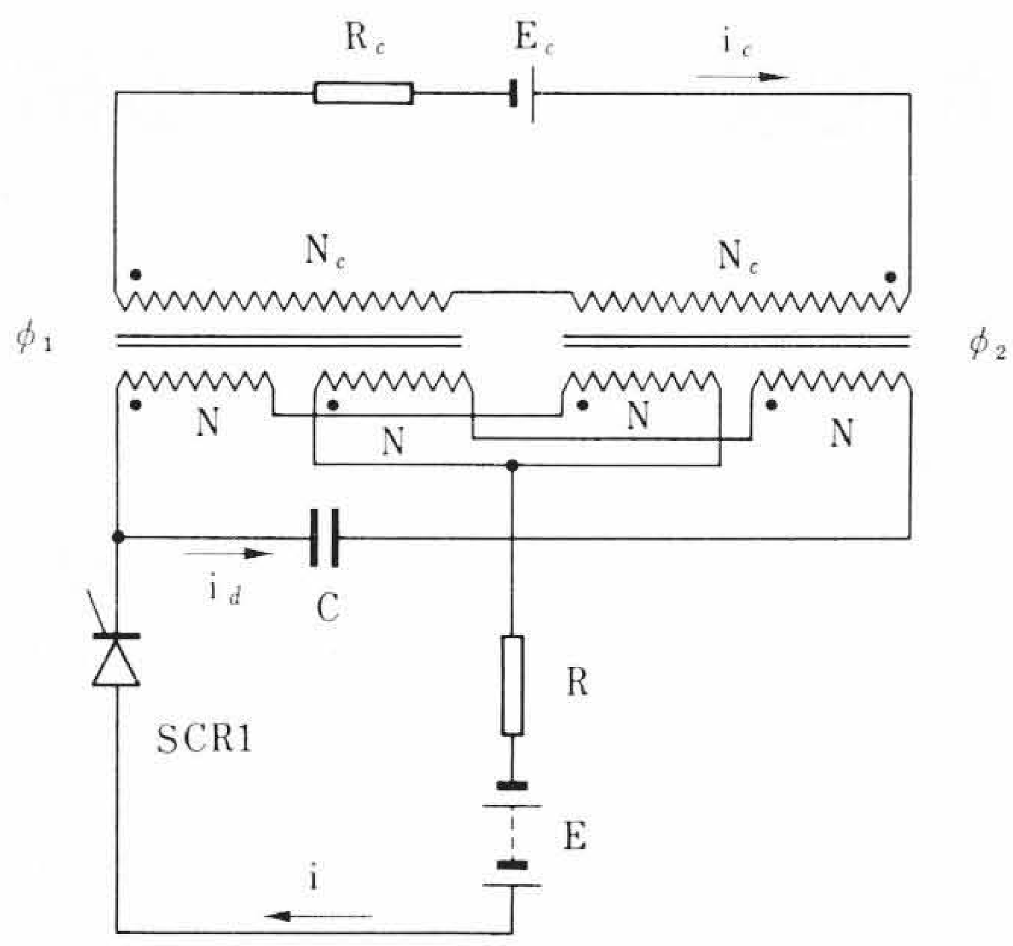
3.2　$E_C>0$で飽和期間の解析

前述したように鉄心2がさきに飽和するがその時点を$t=0$とすると回路は**第3図**のようになる。ただし，SCR_1からSCR_2への転流は$t=0$において瞬時に完了すると仮定する。

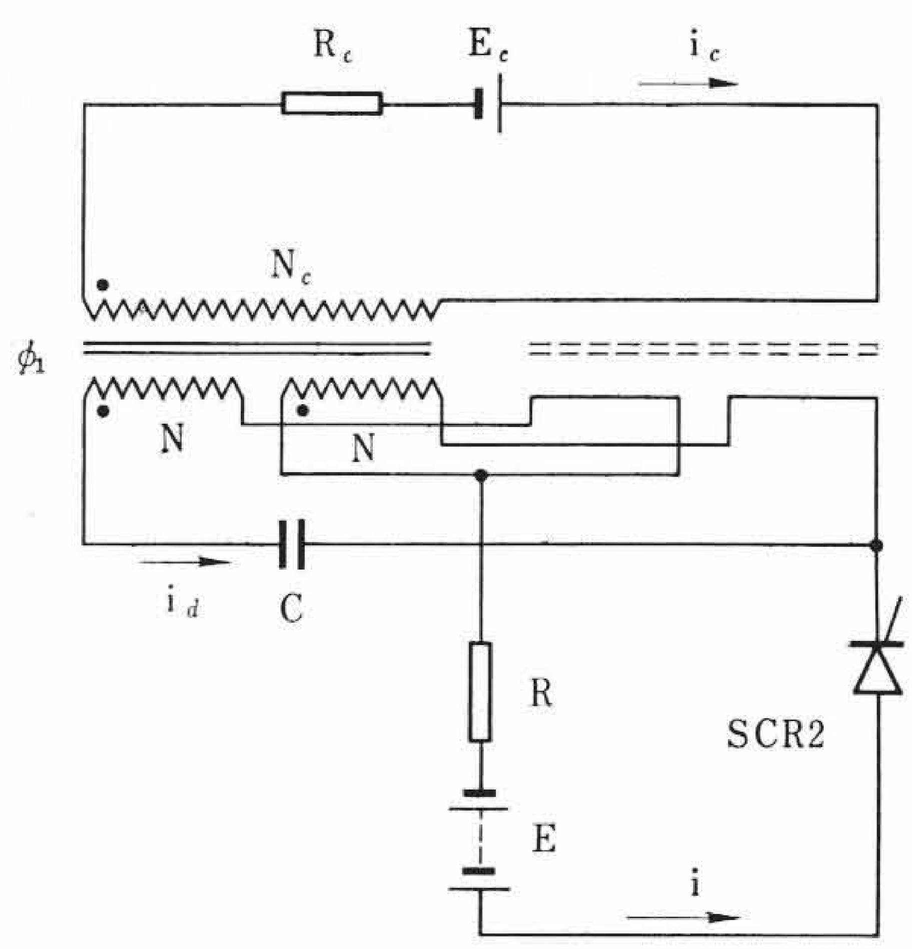
* 日立製作所日立研究所



第1図　SCRを用いた直流電源で動作する磁気増幅器



第2図　非飽和期間の回路 ($E_C>0$)



第3図　飽和期間の回路 ($E_C>0$)

第3図において回路方程式は，

$$E=Ri-N\dot{\phi}_1 \quad \cdots\cdots(12)$$

$$Q/C=2N\dot{\phi}_1 \quad \cdots\cdots(13)$$

$$E_C=R_Ci_C-N_C\dot{\phi}_1 \quad \cdots\cdots(14)$$

また，鉄心1に対して，

$$-N(i+i_d)-Ni_d-N_C\,i_C=0 \quad \cdots\cdots(15)$$

が成立する。ただし，

$$Q=\int i_d\,dt+Q_{0s}$$

である。以上の式をQについて整理すると，

$$\dot{Q}+\left\{\frac{1}{4CR}+\frac{1}{4CR_C}\left(\frac{N_C}{N}\right)^2\right\}Q=-\frac{E}{2R}-\frac{N_C}{2NR_C}E_C \quad \cdots\cdots(16)$$

となり，これを解くと次のようになる。

$$Q=-\frac{2C\,(E+nE_C/r)}{1+n^2/r}+\left\{Q_{0s}+\frac{2C\,(E+uE_C/r)}{1+n^2/r}\right\}\varepsilon^{-\alpha t} \quad \cdots\cdots(17)$$

ただし，

$n=N_C/N$

$r=R_C/R$

$\alpha=\frac{1}{4CR}(1+n^2/r)$

また，ほかの量も次のように求められる。

$$i=\frac{n^2/r(E-E_C/n)}{(1+n^2/r)\;R}+\frac{1}{R}\left(\frac{Q_{0s}}{2C}+\frac{E+nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t} \quad \cdots\cdots(18)$$

$$i_C=-\frac{n\;(E-E_C/n)}{(1+n^2/r)\;R_C}+\frac{n}{R_C}\left(\frac{Q_{0s}}{2C}+\frac{E+nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t} \quad \cdots\cdots(19)$$

$$\phi_1=-\frac{E+nE_C/r}{(1+n^2/r)N}+\frac{1}{N}\left(\frac{Q_{0s}}{2C}+\frac{E+nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t} \quad \cdots\cdots(20)$$

ここで，初期条件Q_{0s}に転流の際の電荷の損失を無視すると(7)式において$t=T/2$ ($T/2$: 非飽和期間の長さ) とおくことにより求められる。

さて，飽和期間において飽和している鉄心2がふたたび非飽和に戻るのはアンペアターンの総和が零になったときであるから，このとき次の式が成立しなければならない。

$$-N(i+i_d)-Ni_d+N_Ci_C=0 \quad \cdots\cdots(21)$$

しかるに，鉄心1に関しては(15)式が依然として成立しているから(21)式が成立するためには，

$$i_C=0$$

でなければならない。この条件を(19)式に代入すると，飽和期間の長さt_sは次のように求められる。

$$t_s=\frac{4CR(E+E_C/n)}{(1+n^2/r)\,(E+E_C/n)+E-E_C/n} \quad \cdots\cdots(22)$$

ただし，$Q_{0s}\fallingdotseq 2\,CE$, $\varepsilon^{-\alpha t_s}\fallingdotseq 1-\alpha t_s$ と仮定した。

また，(17)式で$t=t_s$とおくと$Q=-Q_0$，すなわち次の半サイクルの非飽和期間の初期条件が求まるが，t_sとして(22)式を用いると，Q_0は次のようになる。

$$Q_0=\frac{2CE_C}{n} \quad \cdots\cdots(23)$$

ただし，t_sの計算と同様$Q_{0s}\fallingdotseq 2CE$, $\varepsilon^{-\alpha t_s}\fallingdotseq 1-\alpha t_s$ と仮定した。

3.3　$E_C>0$ の場合の非飽和期間の長さと発振周波数の決定

非飽和期間の始まる点における鉄心1，2の磁束の値をそれぞれ$-\phi_s$(負の飽和)，$-\phi_0$とすると，現象が周期的だから，飽和期間の終わる時点では，鉄心1，2の磁束の値はそれぞれ，ϕ_0, ϕ_s (正の飽和)に達していることになる。したがって，鉄心1，2の磁束に関して次の方程式が成立する。

$$\varDelta\phi_{1T/2}+\varDelta\phi_{1ts}=\phi_0-(-\phi_s) \quad \cdots\cdots(24)$$

$$\varDelta\phi_{2T/2}=\phi_s-(-\phi_0) \quad \cdots\cdots(25)$$

ただし，

$\varDelta\phi_{1T/2}$, $\varDelta\phi_{2T/2}$: 非飽和期間における鉄心1，2の磁束変化量

$\varDelta\phi_{1ts}$: 飽和期間における鉄心1の磁束変化量

である。したがって，(10)，(11)式を$t=0\sim T/2$で積分し，また(20)式を$t=0\sim t_s$で積分し，(24)，(25)式に代入すると$T/2$を計算することができ，その結果は次式のようになる。

$$\frac{T}{2}=\frac{nEt_s}{E_C}=\frac{4nCER\;(E+E_C/n)}{\{(1+n^2/r)\,(E+E_C/n)+E-E_C/n\}\;E_C} \quad \cdots\cdots(26)$$

ただし，t_sの2次以上の項は省略し，$Q_{0s}\fallingdotseq 2CE$と仮定した。また，発振周波数fは次の式で表わされる。

$$f=\frac{1}{2(T/2+t_s)}=\frac{\{(1+n^2/r)\;(E+E_C/n)+E-E_C/n\}E_C}{8nCR(E+E_C/n)^2}$$

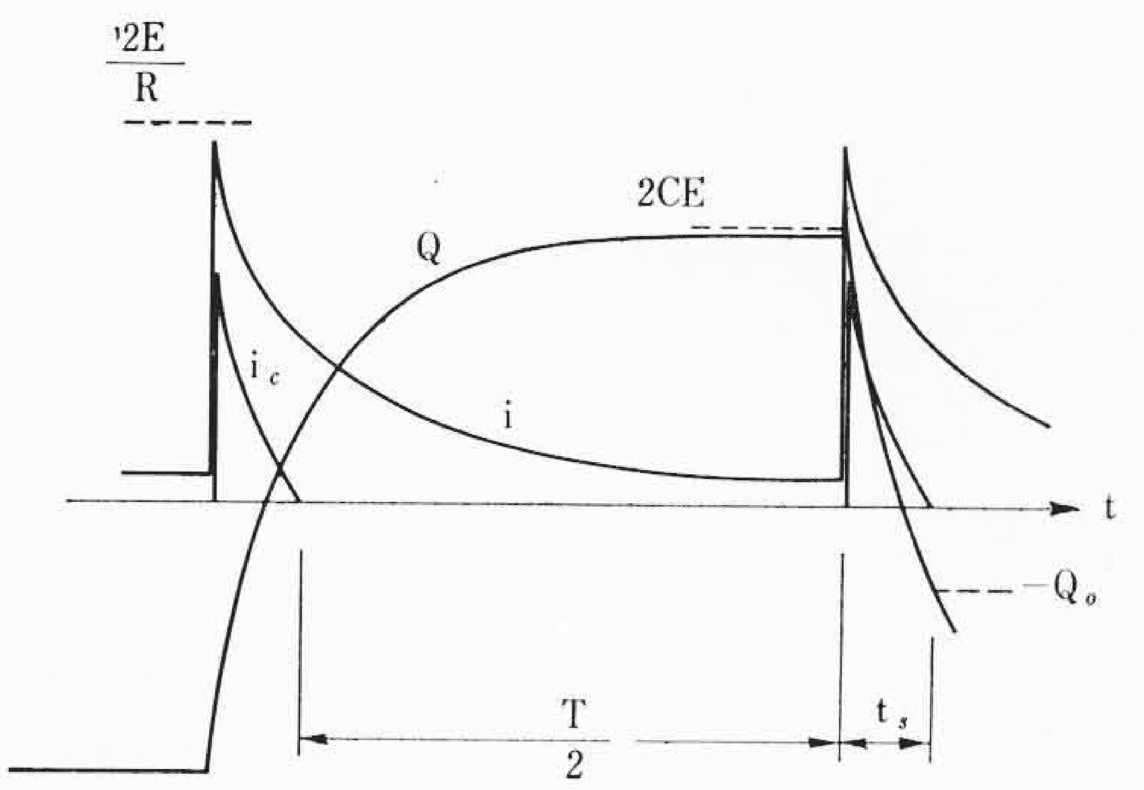
$$=\frac{\{(1+n^2/r)\,(E+E_C/n)+E-E_C/n\}rE_C}{8nC(E+E_C/n)^2} \quad \cdots\cdots(27)$$

(27)式で$E\gg E_C/n$が成立する場合は発振周波数は制御電圧または制御電流に比例して変化することが知られる。

$E_C>0$の場合の半サイクル間の波形は以上の解析により**第4図**のようになる。

3.4　$E_C>0$ の場合の負荷電流平均値

負荷電流の瞬時値は(8)，(18)式で与えられているから，負荷電



第4図　半サイクル間の i, i_C, Q の波形 ($E_C>0$)

流の平均値 I は，次式のようになる。

$$I=\left[\int_0^{T/2}\left(\frac{E}{R}-\frac{Q_0}{2CR}\right)\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}}dt\right.$$
$$+\int_0^{t_s}\left\{\frac{n^2/r\,(E-E_C/n)}{(1+n^2/r)R}+\frac{1}{R}\left(\frac{Q_{0s}}{2C}+\frac{E+nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t}\right\}$$
$$\left.dt\right]\times\frac{1}{T/2+t_s}$$
$$\fallingdotseq\frac{2}{T/2+t_s}\{2C(E-E_C/n)+Et_s/R\}$$
$$=\frac{\{4E^2+n^2/r\,(E^2-E_C{}^2/n^2)\}E_C}{nR\,(E+E_C/n)^2}$$
$$=\frac{\{4E^2+n^2/r\,(E^2-E_C{}^2/n^2)\}r}{n\,(E+E_C/n)^2}I_C \quad\cdots\cdots(28)$$

ただし，t_s の2次以上の項は省略し，$Q_{0s}\fallingdotseq 2CE$，$1\gg\varepsilon^{-\frac{1}{8CRf}}$ と仮定した。(28)式において $E\gg E_C/n$ が成立する場合は，(27)式の発振周波数と同様に，負荷電流平均値は制御電圧または制御電流に比例することが知られる。

以上で $E_C>0$ の場合の解析を終わったので次に $E_C<0$ の場合について検討してみる。

3.5　$E_C<0$ で非飽和期間の解析

$E_C>0$ の場合と同様に SCR_1 が導通，SCR_2 が遮断になった瞬間から考えると，$E_C>0$ の場合と異なる点は鉄心1が2よりさきに飽和することであり，したがって得られた結果は(10)，(11)式においてEcの符号を逆にするだけで，ほかはまったく同様である。

3.6　$E_C<0$ で飽和期間の解析

この場合は $E_C>0$ の場合のように非飽和期間の最終で鉄心1が飽和したのち，直ちに SCR_1 から SCR_2 へ転流することができない。その理由は以下詳細にのべるように鉄心1が飽和したとき，転流コンデンサCが鉄心2の出力巻線を通して放電しはじめ，その出力巻線と鉄心2のゲート巻線との結合によりゲートコンデンサ C_2 が短時間再充電されるため，C_2 が放電して SCR_2 にゲート入力が与えられるのが遅れることによる。以下の解析はこの転流遅れの期間と，SCR_2 へ転流完了後の期間に分けて行なう。

3.6.1　転流遅れの期間

鉄心1が飽和する時点を $t=0$ とすると，転流遅れの期間，すなわちゲートコンデンサ C_2 が再充電される間の回路は**第5図**のようになり次の回路方程式が成立する。

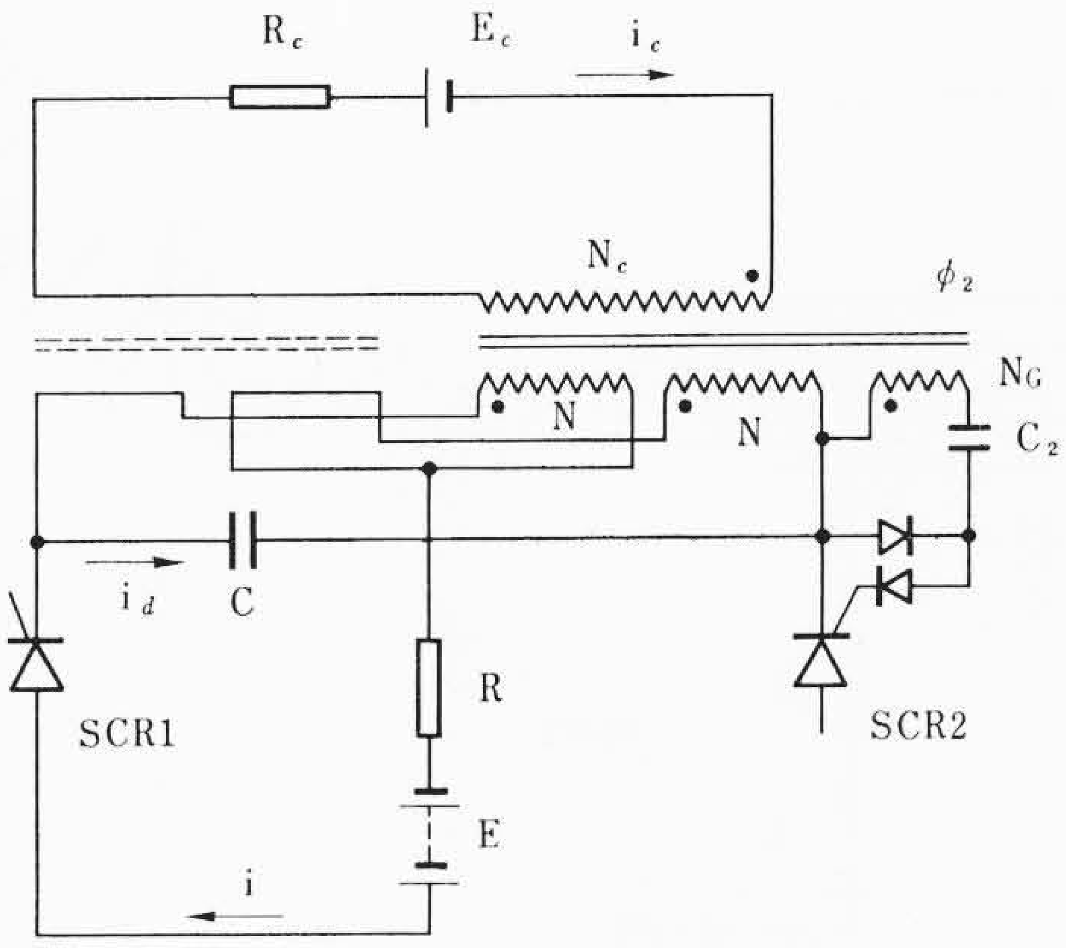
$$E=Ri+N\phi_2\quad\cdots\cdots(29)$$
$$Q/C=2N\phi_2\quad\cdots\cdots(30)$$
$$-E_C=R_Ci_C+N_C\phi_2\quad\cdots\cdots(31)$$

また，鉄心2が非飽和であるから次の式が成立する。

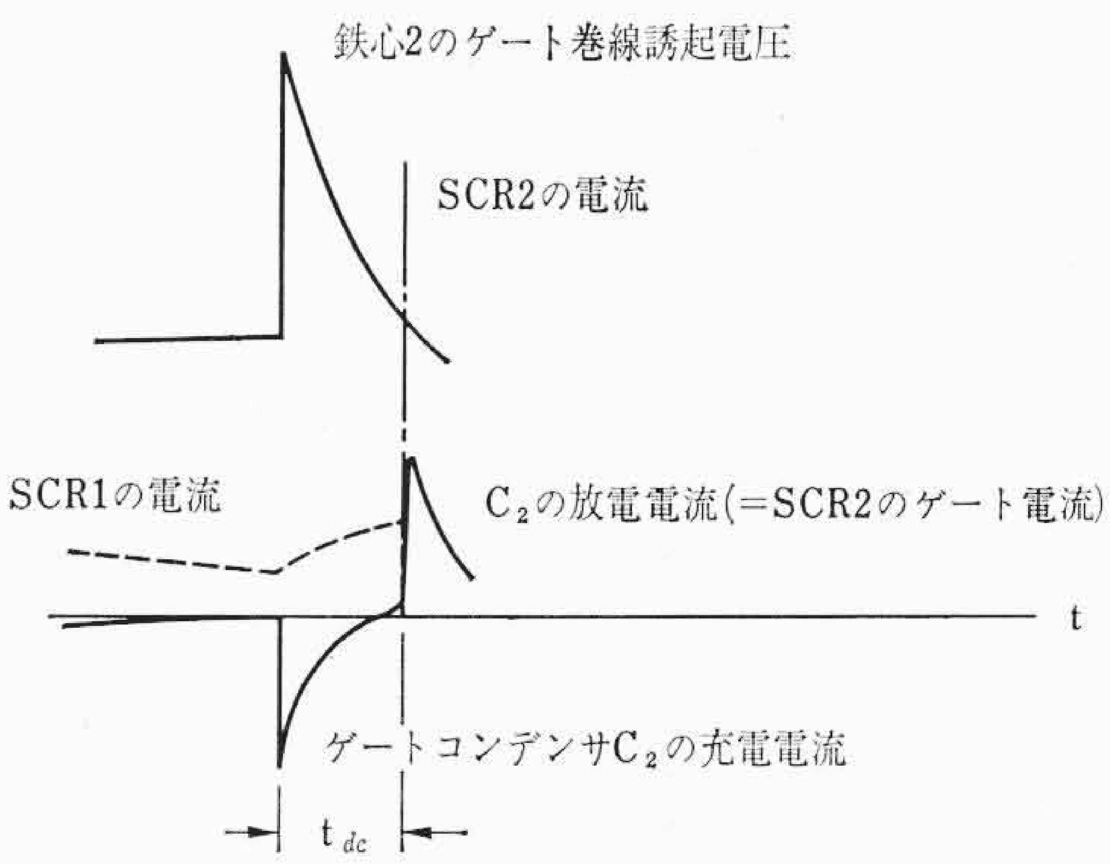
$$N(i-i_d)-Ni_d+N_Ci_C=0\quad\cdots\cdots(32)$$

ただし，

$$Q=\int i_d\,dt+Q'_{0s}$$



第5図　転流遅れの期間の回路



第6図　転流遅れの期間の波形

である。これらを解くと次のようになる。

$$Q=\frac{2C\,(E-nE_C/r)}{1+n^2/r}+\left\{Q'_{0s}-\frac{2C\,(E-nE_C/r)}{1+n^2/r}\right\}\varepsilon^{-\alpha t}\quad\cdots\cdots(33)$$

$$i=\frac{n^2/r\,(E+E_C/n)}{(1+n^2/r)R}-\frac{1}{R}\left(\frac{Q'_{0s}}{2C}-\frac{E-nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t}\quad\cdots\cdots(34)$$

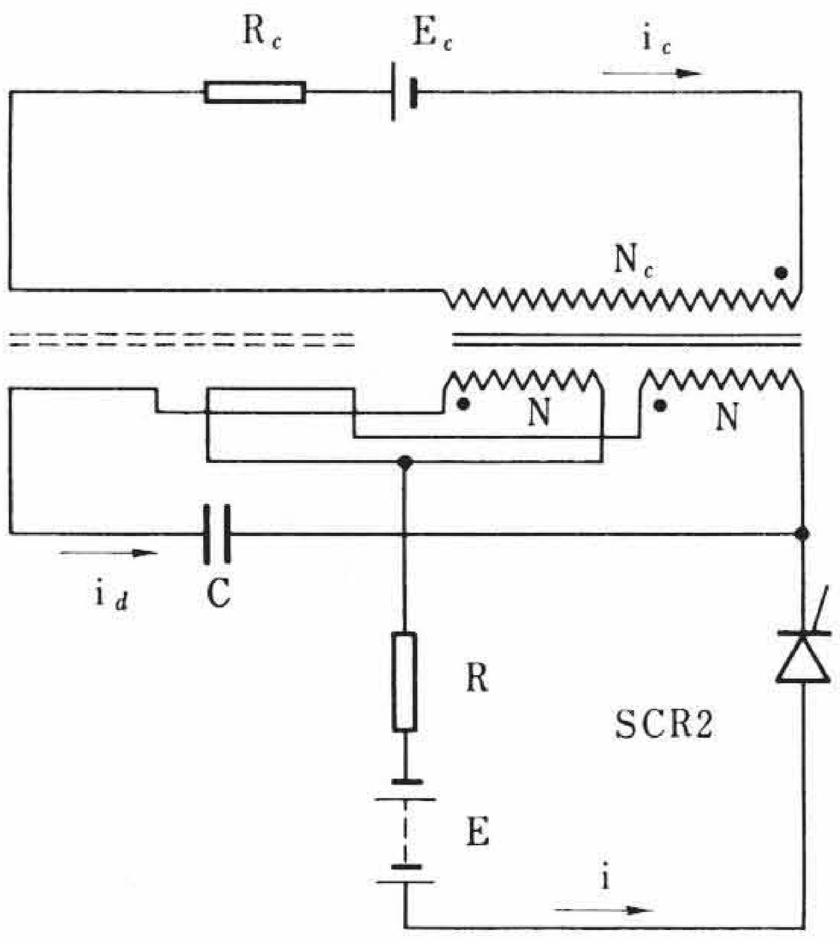
$$i_C=-\frac{n\,(E+E_C/n)}{(1+n^2/r)\,R_C}-\frac{n}{R_C}\left(\frac{Q'_{0s}}{2C}-\frac{E-n\,E_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t}\quad\cdots\cdots(35)$$

$$\phi_2=\frac{E-nE_C/r}{(1+n^2/r)N}+\frac{1}{N}\left(\frac{Q'_{0s}}{2C}-\frac{E-n\,E_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t}\quad\cdots\cdots(36)$$

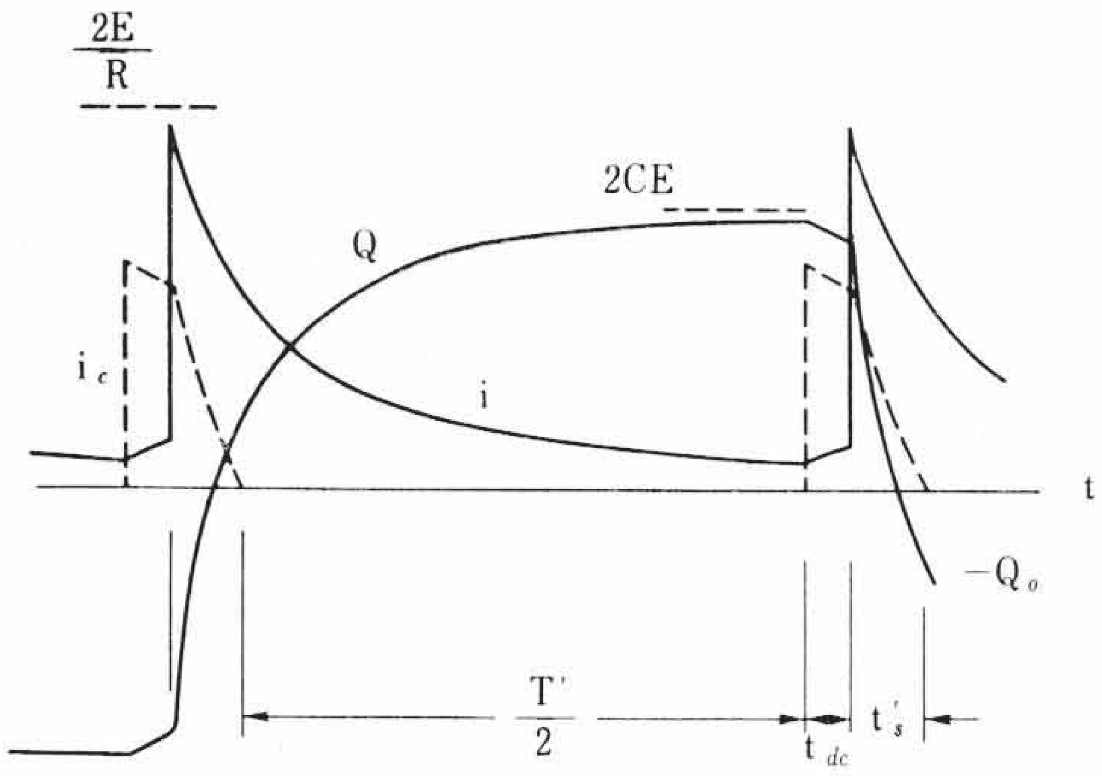
初期条件 Q'_{0s} は $E_C>0$ の場合と同様に(7)式において $t=T'/2$ ($T'/2$: 非飽和期間の長さ) とおくことにより求められる。実際には $E_C>0$ における Q_{0s} と同様に $Q'_{0s}\fallingdotseq 2CE$ と考えてよく，したがって非飽和期間の終わりには転流コンデンサCは $2E$ に近い電圧に充電されており，当然ゲートコンデンサ C_2 は $EN_G/2N$ に近い電圧に充電されている。しかし，鉄心1が飽和した瞬間，転流コンデンサの電圧は全部鉄心2の出力巻線に与えられるため，鉄心2のゲート巻線 N_G の誘起電圧は EN_G/N に近い値に急増し，ゲートコンデンサ C_2 は放電できず逆にさらに充電される。

転流コンデンサCの電圧がやがて減衰するとともに C_2 も SCR_2 のゲートを通じて放電し転流することとなる。以上の過渡現象を図示すると**第6図**のようになる。

転流遅れの期間の長さ (delay time of commutation t_{dc}) は以上考察したところにより，制御回路の定数や，ゲート回路の定数，SCR_2 の特性などにより異なるものと考えられるが詳細な検討は省略する。



第 7 図　SCR_2 へ転流完了後の期間



第 8 図　半サイクル間の i, i_C, Q の波形 ($E_C>0$)

3.6.2　SCR_2 へ転流完了後の期間

SCR_2 が導通となったとき瞬時に転流が完了すると仮定し，この時点を $t=0$ とするとこの場合の回路は**第 7 図**のようになり，次の式が成立する。

$$E=Ri-N\dot{\phi}_2 \qquad \cdots\cdots(37)$$

$$Q/C=2N\dot{\phi}_2 \qquad \cdots\cdots(38)$$

$$-E_C=R_Ci_C+N_C\dot{\phi}_2 \qquad \cdots\cdots(39)$$

また，鉄心 2 に対して，

$$-N(i+i_d)-Ni_d+N_Ci_C=0 \qquad \cdots\cdots(40)$$

が成立する。ただし，

$$Q=\int i_d\,dt+Qt_{dc}$$

である。これらを解くと次のようになる。

$$Q=-\frac{2C\ (E+nE_C/r)}{1+n^2/r}+\left\{Qt_{dc}+\frac{2C\ (E+nE_C/r)}{1+n^2/r}\right\}\varepsilon^{-\alpha t} \qquad \cdots\cdots(41)$$

$$i=\frac{n^2/r\,(E-E_C/n)}{(1+n^2/r)R}+\frac{1}{R}\left(\frac{Q\,t_{dc}}{2C}+\frac{E+nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t} \qquad \cdots\cdots(42)$$

$$i_C=\frac{n\ (E-E_C/n)}{(1+n^2/r)R_C}-\frac{n}{R_C}\left(\frac{Q\,t_{dc}}{2C}+\frac{E+nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t} \qquad \cdots\cdots(43)$$

$$\dot{\phi}_2=-\frac{E+nE_C/r}{(1+n^2/r)N}+\frac{1}{N}\left(\frac{Q\,t_{dc}}{2C}+\frac{E+nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t} \qquad \cdots\cdots(44)$$

ここで，初期条件 Qt_{dc} は (33) 式で $t=t_{dc}$ とおくことにより求められ，その結果のみ記すと，次式のようになる。

$$Qt_{dc}=2\,CE-\frac{n^2(E+E_C/n)\,t_{dc}}{2R_C} \qquad \cdots\cdots(45)$$

ただし，$Q'_{0s}\fallingdotseq 2CE$, $\varepsilon^{-\alpha t_{dc}}\fallingdotseq 1-\alpha t_{dc}$ と仮定した。

さて，飽和期間において飽和している鉄心 1 がふたたび非飽和に戻るのは，$E_C>0$ の場合と同様にして，

$$i_C=0$$

となったときである。この条件を (43) 式に代入し，(45) 式を用いて，転流完了後の期間の長さ t_s' を求めると次式のようになる。

$$t_s'=\frac{4\,CR(E+E_C/n)\,(1-n^2t_{dc}/4CR_C)}{(1+n^2/r)\,(E+E_C/n)\,(1-n^2t_{dc}/4CR_C)\ +E-E_C/n} \qquad \cdots\cdots(46)$$

ただし，$\varepsilon^{-\alpha t_s'}\fallingdotseq 1-\alpha t_s'$ と仮定した。

また，(41) 式で $t=t_s'$ とおくと，次の半サイクルの非飽和期間の初期条件が求まるが，その結果非飽和期間の初期条件は，$E_C>0$ の場合における (23) 式とまったく同一形式になることが知られる。ただし，$\varepsilon^{-\alpha t_s'}\fallingdotseq 1-\alpha t_s'$ と仮定する。

3.7　$E_C<0$ の場合の非飽和初期間の長さと発振周波数の決定

非飽和初期間のはじまる点における鉄心 1，2 の磁束の値をそれぞれ $-\phi_0'$, $-\phi_s$ とすると飽和期間の終わりには，それぞれ，ϕ_s, ϕ_0' に達しているわけだから，鉄心 1，2 の磁束に関して次の式が成立する。

$$\varDelta\phi_1\ T'/2=\phi_s-(-\phi_0') \qquad \cdots\cdots(47)$$

$$\varDelta\phi_2\ T'/2+\varDelta\phi_2\ t_{dc}+\varDelta\phi_2 t_s'=\phi_0'-(-\phi_s) \qquad \cdots\cdots(48)$$

ただし，

$\varDelta\phi_1\ T'/2$, $\varDelta\phi_2\ T'/2$：非飽和期間における鉄心 1，2 の磁束変化量

$\varDelta\phi_2 t_{dc}$：転流遅れの期間における鉄心 2 の磁束変化量

$\varDelta\phi_2 t_s'$：転流完了後の期間における鉄心 2 の磁束変化量

である。(10)，(11)，(36)，(44)～(46) 式を用いて (47)，(48) 式から $T'/2$ を求めた結果は次式のようになる。

$$T'/2=\frac{nE}{E_C}\,(t_{dc}+t_s')$$

$$=\frac{4nCER(E+E_C/n)\ +2nE^2t_{dc}}{\{(1+n^2/r)\,(E+E_C/n)\,(1-n^2t_{dc}/4CR_C)+E-E_C/n\}\,E_C} \qquad \cdots\cdots(49)$$

ただし，t_{dc}, t_s の 2 次以上の項は省略し，$Q'_{0s}\fallingdotseq 2CE$ と仮定した。また，発振周波数 f' は次の式で表わされる。

$$f'=\frac{1}{2(T'/2+t_{dc}+t_s')}$$

$$=\frac{\{(1+n^2/r)\,(E+E_C/n)\,(1-n^2t_{dc}/4CR_C)+E-E_C/n\}\,E_C}{8nCR(E+E_C/n)^2+4nE(E+E_C/n)\ t_{dc}} \qquad \cdots\cdots(50)$$

ここで，f' と $E_C<0$ の場合の発振周波数 f ((27) 式) とを比較すると制御電圧の絶対値が同じでも，転流遅れの影響により $f>f'$ となることが知られる。

$E_C<0$ の場合の半サイクル間の波形は**第 8 図**のようになる。

3.8　$E_C<0$ の場合の負荷電流平均値

負荷電流の瞬時値は (8)，(34)，(42) 式で与えられているから，負荷電流の平均値 I' は次式のようになる。

$$I'=\Big[\int_0^{T'/2}\left(\frac{E}{R}-\frac{Q_0}{2\,CR}\right)\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}}dt$$

$$+\int_0^{t_{dc}}\left\{\frac{n^2/r\ (E+E_C/n)}{(1+n^2/r)R}-\frac{1}{R}\left(\frac{Q'_{0s}}{2C}-\frac{E-nE_E/r}{1+n^2/r}\varepsilon^{-\alpha t}\right\}dt\right.$$

$$+\int_0^{t_s'}\left\{\frac{u^2/r\ (E-E_C/n)}{(1+n^2/r)\ R}+\frac{1}{R}\left(\frac{Qt_{dc}}{2C}+\frac{E+nE_C/r}{1+n^2/r}\right)\varepsilon^{-\alpha t}\right\}dt\Big]$$

$$\times\frac{1}{T'/2+t_{dc}+t_s'}$$

$$\fallingdotseq\frac{2}{T'/2+t_{dc}+t_s'}\{2C(E-E_C/n)+Et_s'/R\}$$

$$=\frac{[4E^2+n^2/r(E^2-E_C{}^2/n^2)-(E+E_C/n)\{(1+n^2/r)\,(E-E_C/n)+2E\}n^2t_{dc}/4CR_C]\ E_C}{nR\ (E+E_C/n)^2+nE(E+E_C/n)\,t_{dc}/2C} \qquad \cdots\cdots(51)$$

ただし，t_{dc}, t_s' の 2 次以上の項は省略し，$Q'_{0s}\fallingdotseq 2CE$, $1\gg\varepsilon^{-\frac{1}{8CRf'}}$ と仮定した。I' と $E_C>0$ の場合の負荷電流平均値 I ((28) 式) とを比較すると制御電圧の絶対値が同じでも，転流遅れの影響により $I>I'$ となることが知られる。

以上の解析から DCMA は制御電圧の符号がかわると特性が異なることが明らかとなった。すなわち，$E_C>0$ の場合に比べ $E_C<0$ の

場合には転流遅れが存在するために，等価的に負帰還が与えられたような状態になり，このため DCMA では特別に帰還を施さなくてもいわゆる帰還のある磁気増幅器と同様に特性が左右非対称となることが知られる。

3.9 $E_C=0$ の場合

以上の $E_C \neq 0$ の解析結果において，たとえば(27)，(28)式において $E_C \to 0$ とすると f, $I \to 0$ ということになる。しかし実際には $E_C=0$ において f, $I \neq 0$ であるから，E_C が零に近いところでは別に解析する必要がある。以下，この解析を行なう。

$E_C=0$ の場合は非飽和期間の終わりに鉄心1，2が同時に飽和に達するので，その瞬間ただちに転流が完了し，次の非飽和期間へうつるものと考えられる。したがって飽和期間は存在せず，特性は非飽和期間を解くことにより決定される。すなわち，負荷電流の瞬時値は(8)式において $Q_0 \doteqdot 0$ と考えられるので次式のようになる。

$$i_0=\frac{E}{R}\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}} \quad \cdots\cdots (52)$$

また，この場合は非飽和期間の長さ $T_0/2$ が半周期に等しいから，負荷電流の平均値は次式のようになる。

$$I_0=\frac{1}{T_0/2}\int_0^{T_0/2}\frac{E}{R}\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}}dt$$
$$\doteqdot 8CEf_0 \quad \cdots\cdots (53)$$

ただし，$1 \gg \varepsilon^{-\frac{1}{8CRf_0}}$ と仮定する。f_0 は発振周波数である。

また，(10)，または(11)式において $E_C=0$ とおき，$t=0 \sim T_0/2$ で積分すると，

$$2\phi_s=\int_0^{T_0/2}\frac{E}{2N}\left(1-\varepsilon^{-\frac{t}{4CR}}\right)dt$$
$$=\frac{E-8CERf_0}{4Nf_0}$$
$$\therefore f_0=\frac{E}{8(N\phi_s+CER)} \quad \cdots\cdots (54)$$

となることが知られる。

ただし，$1 \gg \varepsilon^{-\frac{1}{8CRf_0}}$ と仮定した。

4. 試作した DCMA

本研究のため下記の仕様のものを試作した。

電源電圧	100 V
負荷抵抗	15 Ω
最大負荷電流平均値	5 A
最小負荷電流平均値	0.5 A
電力増幅度	25 倍

以上の仕様に対しては次のように設計することができる。

(1) 発振周波数

発振周波数は高いほど，DCMA が小形になることが予想される。一方，解析結果によると負荷電流平均値は発振周波数にほぼ比例するが，発振周波数としては SCR のターンオフタイムなどを考慮して最高 5 kc/s ぐらいに選ぶのが安全である。そこで負荷電流最大値 5 A のときの発振周波数は十分余裕をみて 1 kc/s とすると，負荷電流最小値 0.5 A のときの発振周波数，すなわち f_0 は 100 c/s とすればよいことになる。

(2) 転流コンデンサの値

負荷電流の最小値が与えられているので，(53)式から

$$8CEf_0<0.5$$

$$\therefore C<\frac{0.5}{8\times 100\times 100}\doteqdot 6\times 10^{-6}$$

となる。余裕をみて $C=3\,\mu$F に選ぶこととする。

(3) 鉄心の寸法と出力巻線

$f_0=100$ c/s とすると(54)式から $N\phi_s$ が求まる。すなわち，

$$N\phi_s=E/8f_0+CER=0.128$$

そこで，鉄心として 0.1×20×60×100 mm のセンデルタコアを用いることにすると，鉄心の断面積は約 4×10^{-4} m²，飽和磁束密度は約 1.5 wb/m² であるから，$\phi_s=6\times 10^{-4}$ wb となり，

$$N \doteqdot 200 \text{ ターン}$$

とすればよい。また，線の太さは電流密度を 2 A/mm² とすると最大連続電流の片方の出力巻線で 2.5 A (両側で 5 A) だから，1.26 ϕ の線でよいが，余裕をみて 1.4 ϕ の線を用いる。

(4) 制御巻線，そのほか

電力増幅度が与えられているので，制御回路の条件を決定することができる。すなわち，(28)式において $E \gg E_C/n$ とすると，制御電力は E_C^2/R_C，負荷電力は I^2R だから，電力増幅度 A_p は，

$$A_p=\frac{I^2R}{E_C^2/R_C}=\frac{(4+n^2/r)^2 r}{n^2} \quad \cdots\cdots (55)$$

となり $r=100$，すなわち $R_C=1{,}000\,\Omega$ とし，$A_p=25$ とすると，

$$n=4.2$$

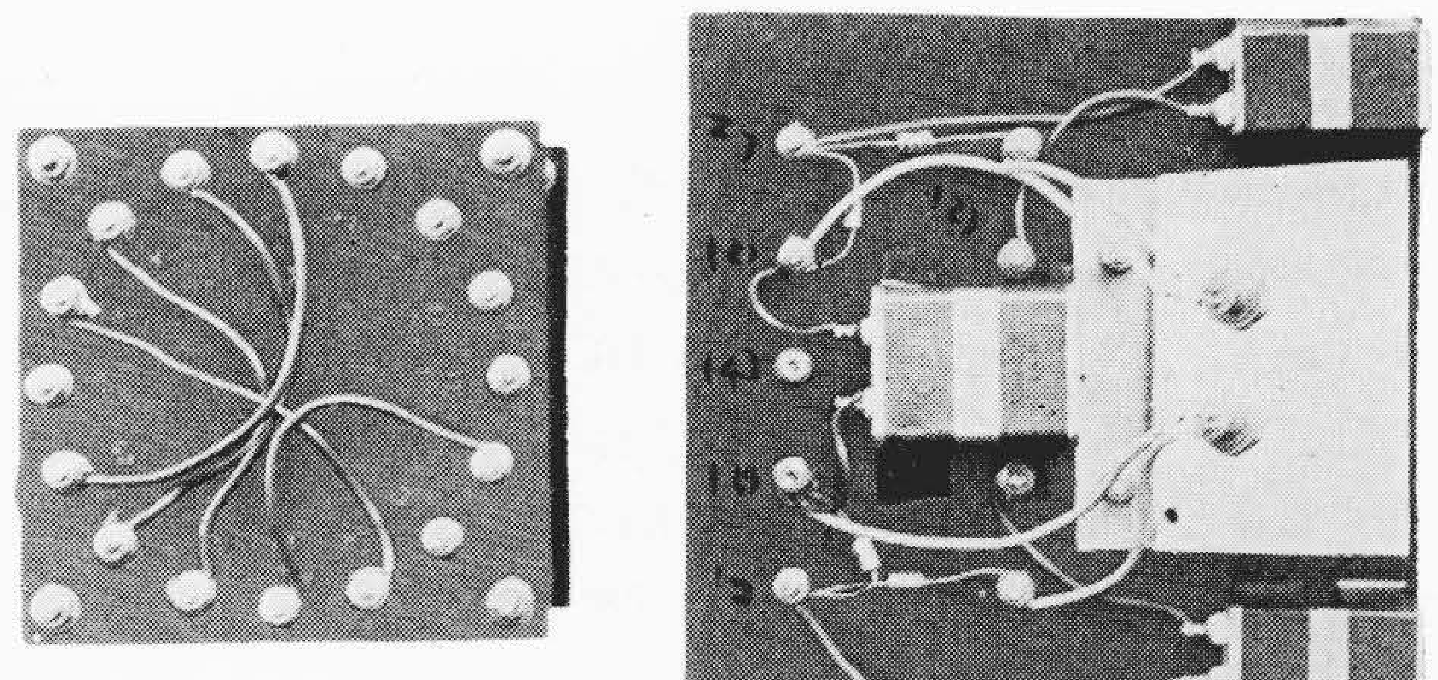
となるので，余裕をみて $n=5$ とする。すなわち $N_C=1{,}000$ t とし，制御電流は $A_p=25$ のとき，たかだか 0.05 A あれば最大負荷電流が得られるから，やはり電流密度を 2 A/mm² とすると 0.18 ϕ の線でよいが，余裕をみて 0.32 ϕ の線を用いる。

そのほか，ゲート巻線は SCR のゲート所要入力を考慮して決定すべきであるが，ここでは出力巻線と同巻数の 200 ターンとし，0.32 ϕ の線を用いることにした。

(5) SCR

DCMA に用いられる SCR は電源電圧の約2倍，すなわち 200 V の逆方向電圧が印加されることになる。したがって，連続定格電流 16 A，定格せん頭逆耐電圧 400 V のものを使用すれば電流容量の点でも十分余裕がある。

第9図に試作した DCMA の外観を示す。



第9図　試作した DCMA

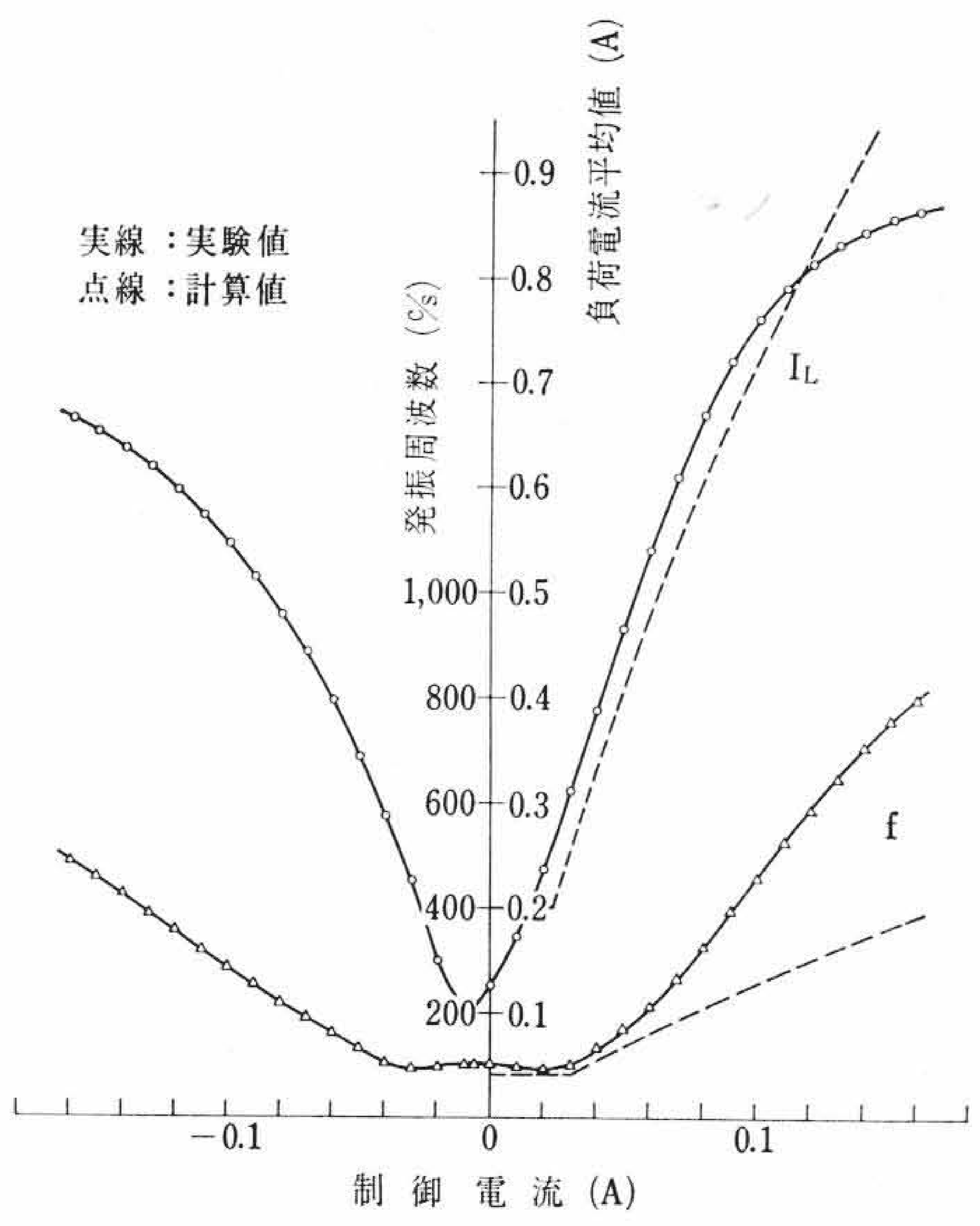
5. 実験結果および結果の検討

$R=100$, 50, 15 Ω，$R_C=500$, 1,000 Ω の条件で制御電流対負荷電流および発振周波数の関係を測定したのが**第10～14図**である。

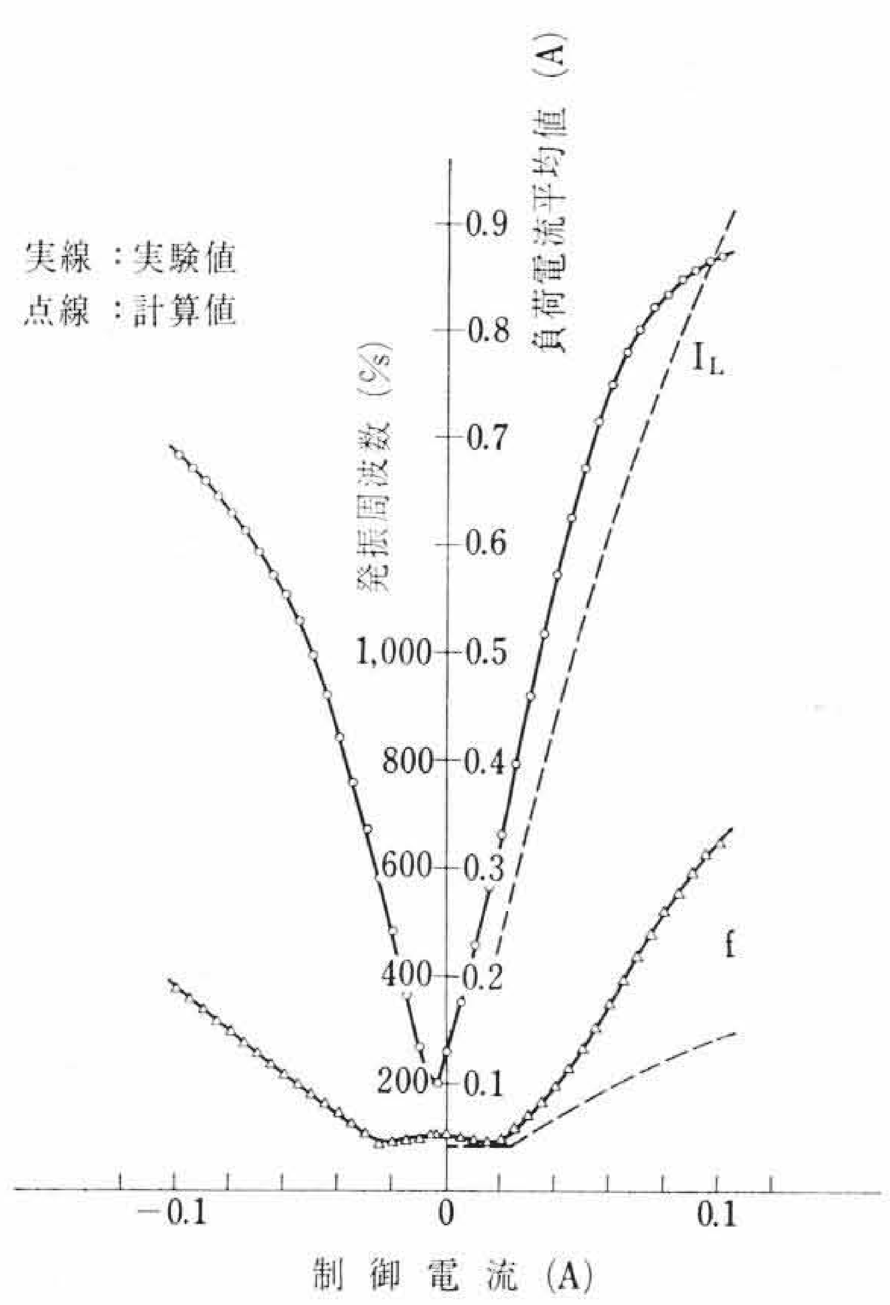
また，i, i_C および i_{NG} (ゲート巻線の電流)の波形を観測した結果が**第15図**である。

第10～14図の結果から明らかなように，静特性は左右非対称となる。図中制御電流が正の範囲で(27)，(28)式により計算した結果を示したが実験結果とかなりよく一致する。左右の非対称性は負荷抵抗が小さくなるほど強調されることがわかる。

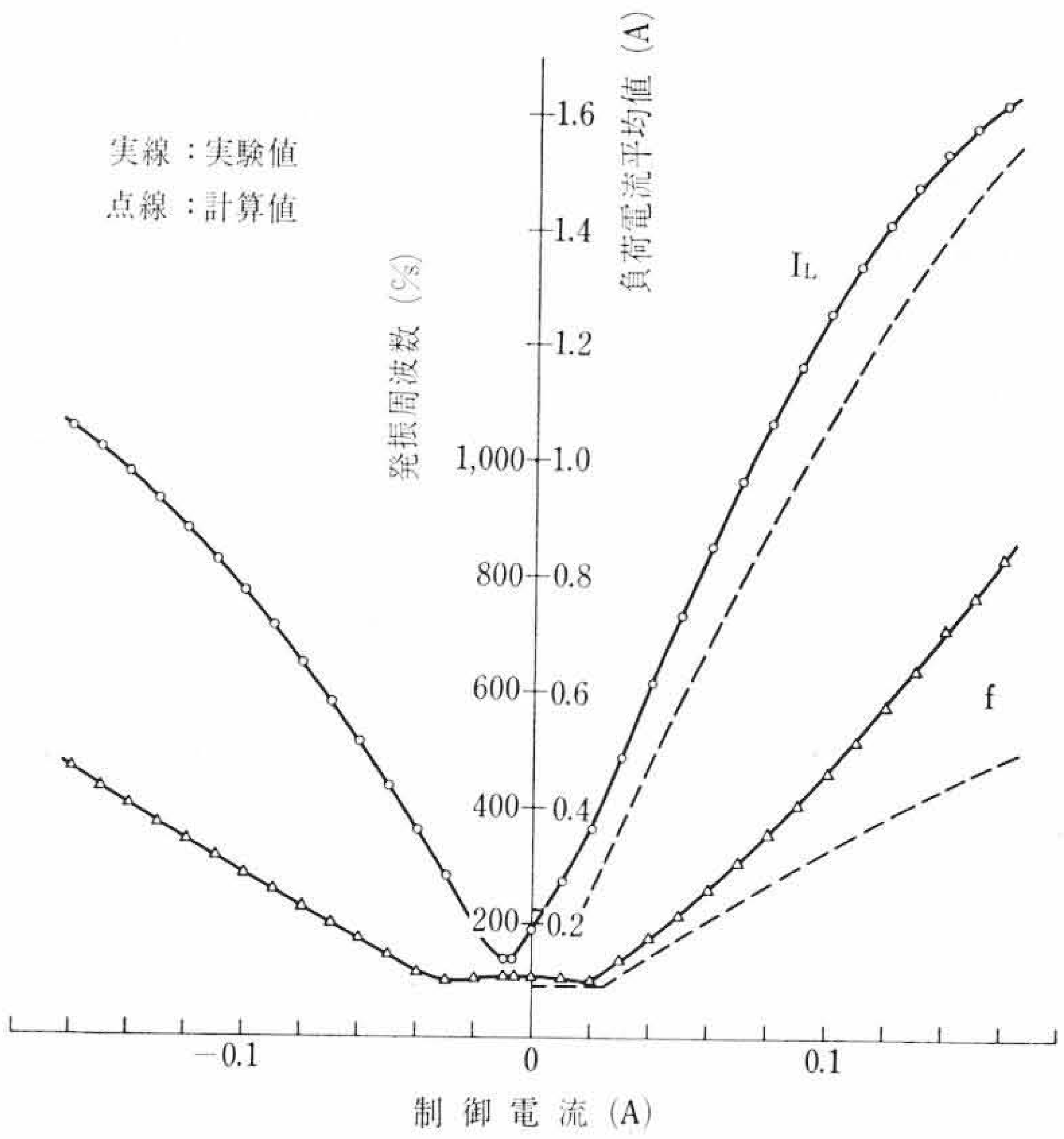
次に**第15図**の結果と**第4図**または**第8図**の理論的に求めた波形とを比較すると全体によく一致することが知られる。まず**第15図**



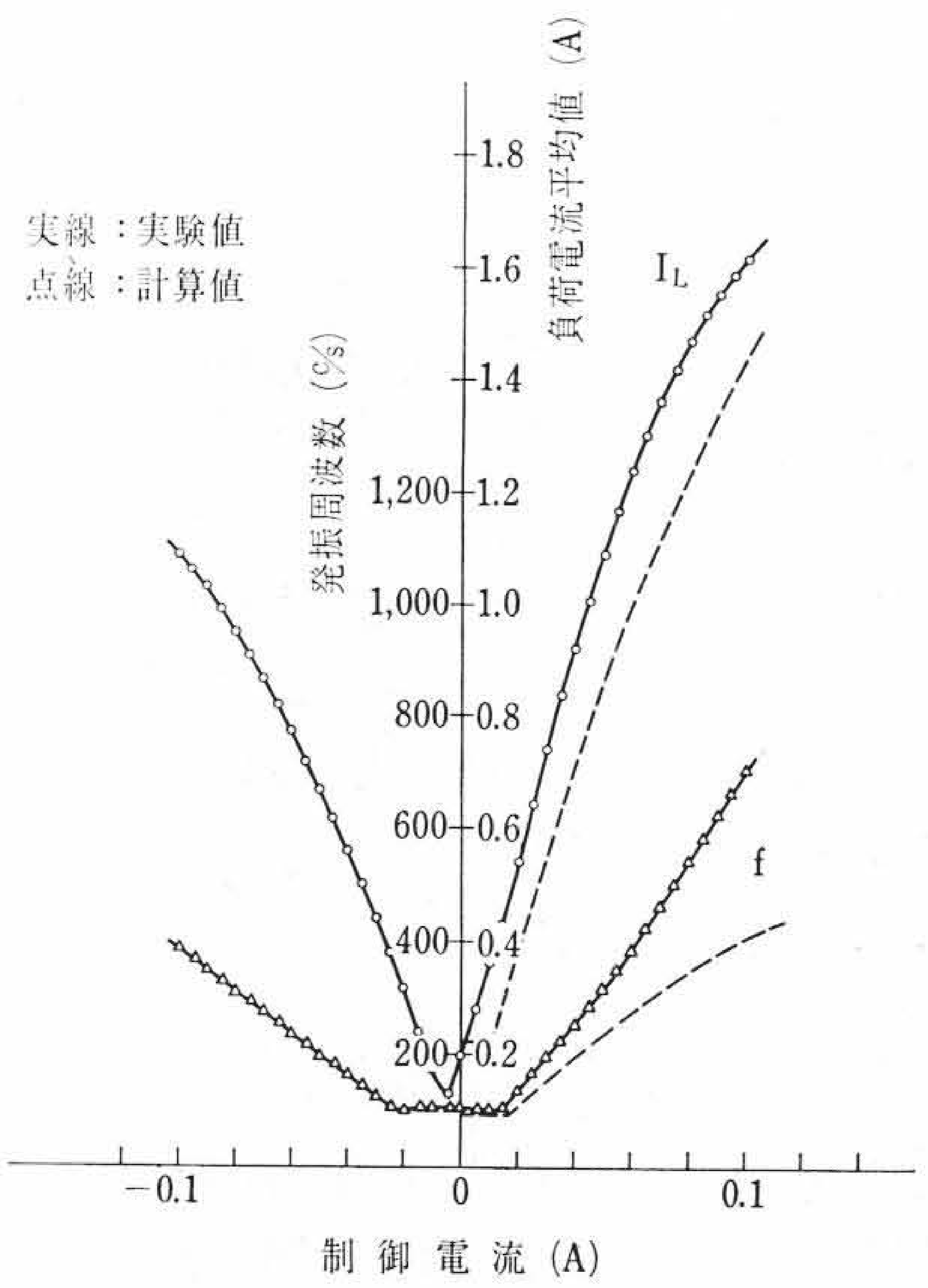
第10図　DCMA の 静 特 性
(R=100Ω, R_C=500Ω)



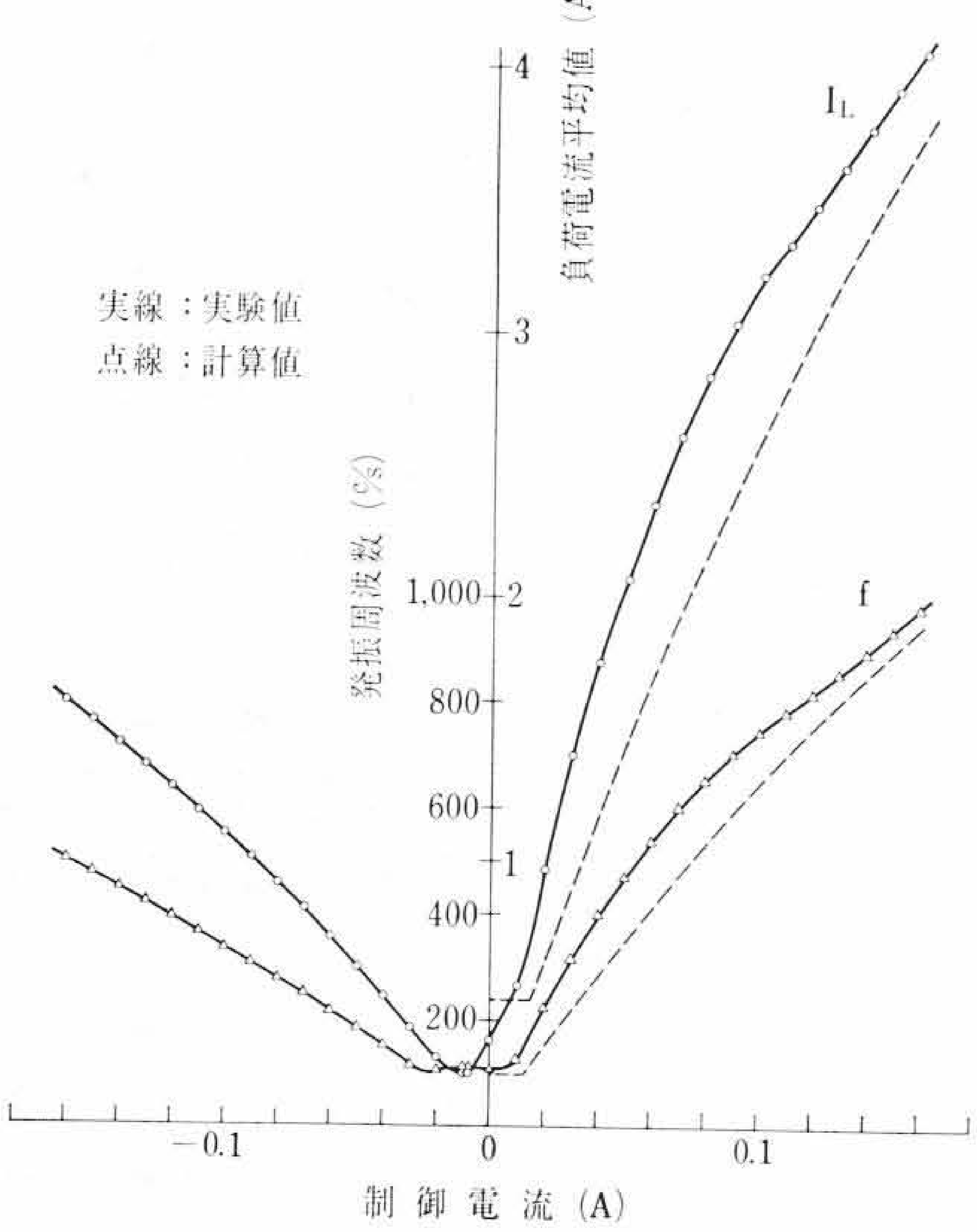
第11図　DCMA の 静 特 性
(R=100Ω, R_C=1,000Ω)



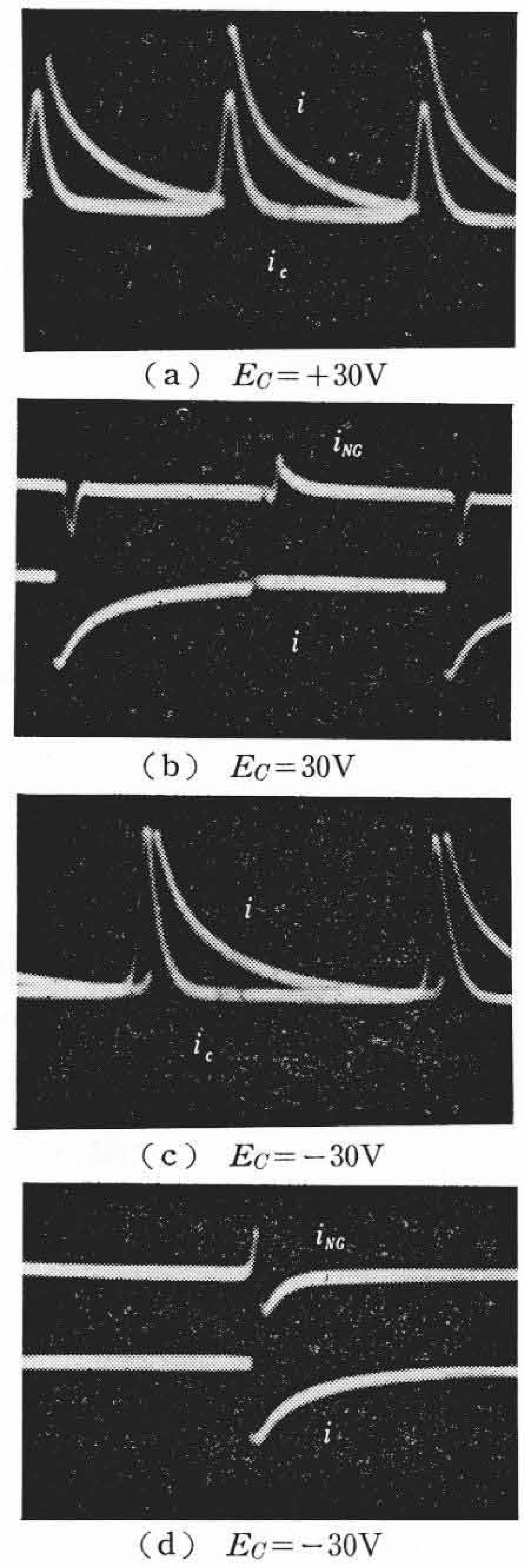
第12図　DCMA の 静 特 性
(R=50Ω, R_C=500Ω)



第13図　DCMA の 静 特 性
(R=50Ω, R_C=1,000Ω)



第14図　DCMA の静特性
(R=15Ω, R_C=500Ω)



第15図　実 測 し た 各 部 の 波 形
(R=100Ω, R_C=1,000Ω)

の(b)と(d)において制御電流が正の場合に比べ制御電流が負の場合には転流寸前に i_{NG} が一度負になることがわかり理論波形と一致する。また，**第15図**の(a)と(c)において制御電流が正の場合と負の場合とを比較すると負の場合には制御電流に対して負荷電流が最初ゆるやかに上昇し，次に急激に立ち上がる点が制御電流の立ち上がり点よりも遅れており，これも解析結果と一致する。

6. 結　　言

以上，SCR を用いた直流電源で動作する磁気増幅器の解析，特にその非対称性について検討した結果をのべた。

すなわち，まず抵抗負荷における DCMA の特性を制御電圧の符号で分けて解析し，制御電圧が負の場合には「転流の遅れ時間」が存在することが非対称性の大きな原因であることを示し，DCMA の特性式を誘導した。また，電源電圧 100V，出力 250W の DCMA を試作して実験を行なった結果，理論値とよく一致することが知られた。

終わりに臨み，終始ご指導，激励をいただいた日立製作所水戸工場の関係各位および日立研究所平田部長に厚くお礼申し上げる。

参　考　文　献

(1)　木脇，小野田：　第1回計測自動制御学会学術講演会論文集 319 (昭 37-11)
(2)　木脇：　昭和38年電気4学会連合大会論文集 1065 (昭38-4)