単一磁心プッシュプル磁気増幅器 (Darling 回路) の解析†

樋口 龍雄・菊地 正

東北大学工学部 仙台市荒巻字青葉

(昭和 43 年 5 月 10 日受付)

An Analysis of a Single Core Balanced Output Magnetic Amplifier (Darling's Circuit)

Tatsuo HIGUCHI and Tadashi KIKUCHI

(Faculty of Engineering, Tohoku University, Sendai)

(Received May 10, 1968)

About the single core magnetic amplifier recently proposed by Darling, an equivalent circuit transformation and a piece-wise linear analysis are made, and the detailed behavior of the circuit is made clear for the first time.

As a result of the analysis, it is successful to express the amplifier gain in the simple equations. It is also found that the forward voltage drop of the diodes plays an important role in order to increase the amplifier gain, and it is clarified that there exists the optimum value of the diode forward drop, which determines the maximum gain of the circuit.

1. ま え が き

低レベル・プッシュプル磁気増幅器はプロセスなどの計測制御によく用いられているが、通常の自己帰還形プッシュプル磁気増幅器では使用磁心の整合が実用上大きな問題である。単一磁心プッシュプル磁気増幅器はその必要がないので電源電圧、周波数および周囲温度等の周囲条件の変動に対してきわめて安定であり、原理的に低レベル磁気増幅器としてすぐれている。

従来各種の単一磁心プッシュプル磁気増幅器回路が提案されているが^{1), 2)}, Darling は最近回路構成がきわめて簡単な新しい形の単一磁心プッシュプル磁気増幅器回路を提案した³⁾ (本論文ではこれを Darling 回路と呼ぶことにする。

著者らは同一磁心を用いて Darling 回路と通常の自己帰還形プッシュプル磁気増幅器とを比較したが零点変動の入力換算磁化力に関しては、前述の周囲条件の変動に対し Darling 回路のほうが1けた以上小さい値を示し、さらに磁心雑音については両者がほぼ同程度の値を示すことを確かめた⁴⁾。したがって Darling 回路は低レベル磁気増幅器としてはすぐれているとい

える。しかるに Darling の論文では新回路を提案したにとどまり、回路動作に関しては定性的説明を行なっているがその説明は当を得ていない。

本文では Darling 回路について考察した結果、これをいっそう簡単な回路に等価変換できること、および整流器順方向降下電圧が増幅機構にとって重要な役割を演じていることを見出した。さらに磁心のヒステリシス・ループと整流器の順方向特性を折線近似で表示して本回路の動作解析を行なった結果制御特性の直線領域の利得を簡単な近似式で表わすことができた。ついでこの近似式を用いて種々場合における利得を計算し、実験値とよく合う結果を得た。特に整流器の不感帯電圧については、利得最大の条件の存在が明らかになった。

2. 記 号 表

C	: 磁心
D ₁ , D ₂	: ゲート回路整流器
e, $\bar{e}$	: 電源電圧〔瞬時値, 1 周期平均値, V〕
e _c	: 制御電圧〔瞬時値, V〕
e ₀ , $\bar{e}_0$	: 出力電圧〔瞬時値, 1 周期平均値, V〕
G	: 利得〔V/AT〕
I _c , i _c	: 制御電流〔1 周期平均値, 瞬時値, A〕

† 第 6 回計測自動制御学会学術講演会で発表 (昭 42-10-13)

- i : 磁心の励磁電流〔瞬時値, A〕
 i_D : 整流器順方向電流〔瞬時値, A〕
 i_0, i_e : 各動作モードにおける励磁電流の初期値と最終値〔瞬時値, A〕
 i_s : 飽和電流〔瞬時値, A〕
 $i_{\alpha}, i_{\beta}, i_{\gamma}$: 励磁電流の定値〔瞬時値, A〕
 i_1, i_2 : ゲート回路電流〔瞬時値, A〕
 K : ターン当たりの磁心等価抵抗〔 Ω/T^2 〕
 L_{01}, L_{02} : ターン当たりの磁心等価インダクタンス〔Wb/AT〕
 N_B, N_C : バイアス巻線数, 制御巻線数〔T〕
 Ni_0 : 磁心等価起磁力〔AT〕
 N_1, N_2, N_g : ゲート巻線数〔T〕
 R_B, R_C : バイアス回路抵抗, 制御回路抵抗〔k Ω 〕
 R_0 : 負荷抵抗〔 Ω 〕
 R_1, R_2 : ゲート回路抵抗〔 Ω 〕
 r_D, r_D' : 整流器順方向抵抗〔 Ω 〕
 T_n : 各動作モードの継続時間〔sec〕
 V_{Dn} : 各動作モードの整流器順方向降下〔平均値, V〕
 $v_D, \bar{v}_D$: 整流器順方向降下〔瞬時値, 1 周期平均値, V〕
 $v_{D0}, \bar{v}_{D0}'$: 整流器不感帯電圧〔瞬時値, V〕
 $v_g, \bar{v}_g$: 磁心誘起電圧〔瞬時値, 1 周期平均値, V〕
 θ_f : 点弧角〔rad〕
 ϕ, ϕ_s : 磁束量, 飽和磁束量〔Wb〕

3. 動作解析

3.1 回路構成と等価回路

Fig. 1(a) は Darling が提案した基本回路で直流入力により出力の直流成分を制御するものである。また同図 (b) は出力の直流分が零のときに存在する交流成分を波形的に相互に打消すために 2 個の基本回路を組合わせたものである。この Fig. 1(a) の基本回路は単一の出力巻線および負荷抵抗を有する Fig. 2(a) の回路に、また Fig. 1(b) の回路は同様に Fig. 2(b) の回路に等価変換することができる^{5), 6)}。それゆえ、Darling 回路は交流バイアス電流の効果により磁心のヒステリシスを打消した場合には、Fig. 3 に示すような磁心の非線形磁化特性と非線形抵抗、および負荷抵抗よりなる等価回路として表現できる（交流バイアスを用いない場合はヒステリシスのある磁化特性を考慮して同様な等価回路になる）。

Fig. 2(a) の回路は、Morgan の提案した BRA¹⁾ (biased rectifier amplifier—1 個の磁心と正逆両方向の整流器対を有しパルス電源によって駆動されるプッシュプル磁気増幅器) と同様な回路である。しかし、

Fig. 1 Darling's circuit

Fig. 2 Improved Darling's circuit

Darling 回路は正弦波および方形波などの通常の交流電源を使用しているが BRA はパルス電源を使用しているので磁心の動作機構が異なる。なお両者の特長の比較を付録 I にあけておく。

本研究では Table 1 に示した実験条件で方形波電源を使用した。なお制御回路は拘束磁化条件とする。

Fig. 3 Equivalent circuit

parameter	value	parameter	value
e_1, e_2, e	2.5 V [*]	R_C	10 k Ω ^{**}
N_C	200 T	R_B, R_B'	3.43 k $\Omega, 1.72$ k Ω
N_B	100 T	R_0	50 Ω
N_g	200 T	R_1, R_2	50 Ω
N_1, N_2	200 T	D_1, D_2	(SD 101)

C	supermalloy toroidal core (0.025 × 10 × 25 × 35) mm
---	--

* 50 Hz square wave, ** operation with suppressed even-harmonic currents by using 100 H choke coil

Table 1 Constants of the experimental circuit

(A) without AC bias*		(B) with AC bias*	
parameter	value	parameter	value
i_α	0.60×10^{-3} A	$i_{\alpha'}$	0.24×10^{-3} A
i_β	0.86×10^{-3} A	$i_{\beta'}$	0.24×10^{-3} A
i_τ	3.5×10^{-3} A	$i_{\tau'}$	2.8×10^{-3} A
L_{01}	0.89×10^{-3} A	L_{01}'	0.48×10^{-3} A
L_{02}	8.0×10^{-6} A	L_{02}'	8.0×10^{-6} H

* see Fig. 4 and Fig. 5

Table 2 Properties of saturable reactor

(A) without AC bias (B) with AC bias

Fig. 4 AC hysteresis loop with and without AC bias

Fig. 4 は飽和電圧の 2 倍の電圧で過励振した場合の磁心の動的ヒステリシス・ループを示す. このヒステリシス・ループを **Fig. 5** に示すように折線近似して不飽和領域および飽和領域の傾斜を 1 ターン当たりの等価インダクタンス L_{01}, L_{02} で表わす. この磁心の特性を **Table 2** に示す. Fig. 4 および Fig. 5 の曲線 (A) では後述のように $N_c I_c < N_i I_a$ において制御特性に不

(A) without AC bias (B) with AC bias

Fig. 5 Piece-wise linear approximation of hysteresis loop

感帯を生じるので (Fig. 9 参照), 磁心のヒステリシスを打消すため交流バイアスをかけて両図の曲線(B)のようにすれば不感帯のない直線性の良好な両極性出力を得ることができる (Fig. 11 参照). 以後このバイアスのかけ方を最適バイアスとよぶことにする*.

Fig. 6 Waveshape of output voltage e_0

Fig. 7 Operating modes of Darling's circuit

* Darling 回路における交流バイアスは零出力付近での制御特性の不感帯と非直線性の改善を目的としている。したがってその目的が満足されれば、磁心の磁化特性にヒステリシスがあってもなんらさしつかえない。しかしヒステリシスを打消すようなバイアスのかけ方をすると、Darling 回路の利得が最大になるので特にこのバイアスのかけ方を最適バイアスと呼ぶことにする。

出力電圧 e_0 の波形はほぼ Fig. 6 のようになり、その各点 ① ないし ⑩ は Fig. 5(A) のヒステリシス・ループの各点に対応し、回路の動作状態は 8 つのモードに分けることができる。この各動作モードにおける本回路の等価回路を示したのが Fig. 7 である。さらに各モードにおける磁心の励磁電流 i の初期値 i_0 と最終値 i_e を示したのが Table 3 である。表中の $i_\alpha, i_\beta, i_\gamma, i_{\alpha'}, i_{\beta'}, i_{\gamma'}$ はそれぞれ、Fig. 5 のヒステリシス・ループ中に図示した各点の励磁電流である。

mode	(A) without AC bias						(B) with AC bias					
	$i_c < i_\alpha$		$i_\alpha < i_c$ $< i_\beta$		$i_\beta < i_c$ $< i_\gamma$		$i_c < i_{\beta'}$		$i_{\beta'} < i_c$ $< i_{\gamma'}$			
	i_0	i_e	i_0	i_e	i_0	i_e	i_0	i_e	i_0	i_e	i_0	i_e
1	$-i_\gamma$	$-i_c$	$-i_\gamma$	$-i_c$	$-i_\gamma$	$-i_c$	$-i_{\gamma'}$	$-i_c$	$-i_{\gamma'}$	$-i_c$	$-i_{\gamma'}$	$-i_c$
2	$-i_c$	i_β	$-i_c$	i_β	$-i_c$	i_β	$-i_c$	$i_{\alpha'}$	$-i_c$	$i_{\alpha'}$	$-i_c$	$i_{\alpha'}$
3	i_β	i_γ	i_β	i_γ	i_β	i_γ	$i_{\alpha'}$	$i_{\gamma'}$	$i_{\alpha'}$	$i_{\gamma'}$	$i_{\alpha'}$	$i_{\gamma'}$
5	i_γ	$-i_c$	i_γ	$-i_c$	i_γ	$-i_c$	$i_{\gamma'}$	$-i_c$	$i_{\gamma'}$	$-i_c$	$i_{\gamma'}$	$-i_c$
6	$-i_c$	$-i_\beta$	$-i_c$	$-i_\beta$			$-i_c$	$-i_{\beta'}$			$-i_c$	$-i_{\beta'}$
7	$-i_\beta$	$-i_\gamma$	$-i_\beta$	$-i_\gamma$	$-i_\beta$	$-i_\gamma$	$-i_{\beta'}$	$-i_{\gamma'}$	$-i_{\beta'}$	$-i_{\gamma'}$	$-i_{\beta'}$	$-i_{\gamma'}$

Table 3 Initial and final values of exciting current for operating modes

3.2 増幅機構

(1) 制御特性 Fig. 2(a) の回路において各部電圧の 1 周期平均値に着目すれば次式が成立つ。

$$\bar{e} = \bar{v}_g + \bar{v}_D + \bar{e}_0 \quad (1)$$

しかるに交流電源電圧および磁心誘起電圧の 1 周期平均値は零である。すなわち、

$$\bar{e} = \bar{v}_g = 0 \quad (2)$$

したがって出力電圧の平均値は次式で与えられる。

$$\bar{e}_0 = -\bar{v}_D \quad (3)$$

すなわち制御入力 $N_c I_c$ のためにゲート回路からみた磁心の磁化特性が非対称になるので、正と負の半周期で励磁電流は非対称となる。したがって整流器対よりなる非線形抵抗の電圧降下 v_D は不平衡となり(3)

Fig. 8 Waveshapes of several parts of Darling's circuit

式に示すように、整流器対の電圧降下の 1 周期平均値 $\bar{v}_D$ に等しい出力電圧の平均値 $\bar{e}_0$ を生じる。Fig. 8 は制御電流を変化させたときの各部電圧波形 v_g, v_D, e_0 の例である。同図(b)の v_D 波形において整流器電圧降下の瞬時値が大きく、かつ正方向整流器の導通時間が長ければ $\bar{v}_D$ は大きくなり平均出力電圧が増加する。

本回路の回路動作はすでに述べたように 8 つの動作モードに分けられる。したがって任意の制御入力に対する出力電圧は各動作モードの継続時間 $T_n (n=1, 2, \dots, 8)$ と整流器対の電圧降下の平均値を用いて次式で与えられる。

$$\bar{e}_0 = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^8 T_n V_{Dn} \quad (4)$$

ただし $\begin{cases} n=2, 3, 4, 5 & \text{で } V_{Dn} > 0 \\ n=1, 6, 7, 8 & \text{で } V_{Dn} < 0 \end{cases}$

(4) 式の各動作モードの継続時間 T_n は付録 II に示すように励磁電流 i の初期値と最終値を用い、各動作モードの等価回路に関する一階の微分方程式をとくことにより得られる。

整流器対電圧の平均値 V_{Dn} は整流器対の特性から各モードの励磁電流の初期値と最終値を与え直線近似すれば求めることができる⁶⁾。Fig. 9 の曲線 (a), (b) (c) は整流器順方向特性をそれぞれ Fig. 10 に示す 3 種類の折線近似 (a), (b), (c) で表わし制御特性を計算した結果である。この結果から整流器対電圧の平均値 V_{Dn} を求めるための整流器特性の近似として Fig.

—•—: experimental value - - - x: calculated value

Fig. 9 Control characteristics, calculated and experimental

Fig. 10 Piece-wise linear approximations of a diode

—•—: experimental value ×---×: calculated value
(a) without AC bias (b) with AC bias

Fig. 11 Control characteristics with and without bias
10(a) の 2 区間の折線近似は不十分であり多区間の折線近似を必要とすることがわかる。

Fig. 11 は整流器特性として Fig. 10(c) の折線近似を用い、交流バイアスのない場合とある場合 (最適バイアス) の制御特性を計算した結果を示す。計算値 (i) は残留インダクタンス L_{02} を考慮した場合、(ii) は無視した場合である。

(2) 利得 前節のように (4) 式を用いて制御特性を計算し、制御特性の直線範囲の傾斜から利得を求めるのは手順が繁雑になるので、実用上は制御起磁力が $N_c i_a$ と $N_c i_\beta$ のときの出力電圧に着目して利得を簡単な近似式で表わせれば便利である。

すなわち利得に関する近似式はつぎの形で与えられる⁵⁾⁶⁾ (付録 III 参照)。

(A) 交流バイアスを用いない場合

$$G = \frac{\bar{e}_0}{N_c (i_\beta - i_a)} = \frac{2f N_g \phi_s \{e V_{D5} - v_D V_{D8}\}}{(e^2 - v_{D0}^2) N_c (i_\beta - i_a)} [\text{V/AT}] \quad (5)$$

(B) 交流最適バイアスを用いた場合

$$G = \frac{\bar{e}_0}{N_c i_{\beta'}} = \frac{2f N_g \phi_s \{e V_{D5} - v_D V_{D8}\}}{(e^2 - v_{D0}^2) N_c i_{\beta'}} [\text{V/AT}] \quad (6)$$

ただし $L_{02} = 0$ とする。

Table 1 に示す回路定数を有する本回路の制御特性の利得について実験値と、(5)、(6) 式より得られた計算値を比較すれば Table 4 のようになる。

bias	gain G [V/AT]		error [%]
	experimental value	calculated value	
without AC bias	2.62	2.48	- 5.3
with AC bias	2.60	2.72	+ 4.6

Table 4 Comparison of calculated data with the experiment

4. 整流器と制御特性

4.1 整流器の種類と利得

Fig. 12(a), (b) はおのおのゲルマニウム整流器 SD 21 A とシリコン整流器 SD 101 を使用した場合の制御特性の実験値である。両者の実験にさいしては、Table 5 の回路条件が一定になるように調整した。シリコン整流器を使用した場合の利得はゲルマニウム整流器の場合に比べて 4 倍程度大きくほぼ順方向電圧の

(a) SD 21 A (Germanium) $e=2.2\text{V}$
(b) SD 101-1 (Silicon) $e=2.5\text{V}$
(c) SD 101-2 $e=3.2\text{V}$ (d) SD 101-3 $e=3.9\text{V}$
(e) SD 101-4 $e=4.6\text{V}$ (f) SD 101-5 $e=5.3\text{V}$

Fig. 12 Control characteristics

parameter	value
i_s	$33 \times 10^{-3} [\text{A}]$
$N_g i_s$	$6.6 [\text{AT}]$
$v_g(N_c I_c = 0)$	$1.6 [\text{V}]$
$\theta_f(N_c I_c = 0)$	$\pi/2 [\text{rad}]$

Table 5 Various circuital conditions

Fig. 13 Waveforms of diode forward drop (1V/div., 1 msec/div.)

大きさに比例している。このときの整流器対の電圧波形を Fig. 13 に示す (この波形は Fig. 8(b) に対応している) 同図 (a) はゲルマニウム整流器, (b) はシリコン整流器を使用した場合であるが, 明らかに整流器対電圧降下の影響が異なっていることがわかる。

4.2 整流器の個数と利得

つぎに整流器数個を直列に接続し, 等価的に整流器対の電圧降下を増大した場合の利得について述べる。

(この場合も Table 5 の諸条件を一定にしておく)。シリコン整流器の個数を変えた場合の Darling 回路の制御特性を Fig. 12 (b)~(f) に示す。さらに, 整流器の個数に対する利得の計算値と実験値の比較を Fig. 14 に示す。同図によれば整流器の直列個数が 3

—•—: experimental value ×---×: calculated value

Fig. 14 Gain affected by the number of diodes in series

個すなわち $v_D = 2.4$ V 程度において利得の最大値が存在する。これは Fig. 13 (b)~(d) からわかるように, 整流器の直列個数を増加すれば順方向電圧が大きくなると同時に正方向整流器の導通時間が小さくなることによると思われる。

4.3 整流器と直列に抵抗と電池をそう入したときの利得

整流器特性が Darling 回路の利得に大きな影響を与

えていることは前述のとおりであるが, 整流器を任意の不感帯電圧 v_{D0} および線形抵抗 r_D から成立つと考え, 抵抗 r_D' 電池 v_{D0}' を整流器と等価になるようにそう入しその利得を調べればどのような特性の整流器が Darling 回路にとって有効であるかを知ることができる。Fig. 15 は r_D' を変えた場合の利得に関する実験値と計算値を比較したものである。この結果磁心

—•—: experimental value ×---×: calculated value
Fig. 15 Gain affected by the forward resistance of diodes

(a) SD 101 + v_{D0}' experimental value
(b) SD 101 + v_{D0}' calculated
(c) $r_D = 0$, v_{D0} value

Fig. 16 Gain affected by diode forward drop

飽和時の整流器順方向抵抗は小さいほうが望ましい。

つぎに $r_D' = 0$ とし電池 v_{D0}' をそう入したときの利得に関する計算値と実験値の比較を Fig. 16 の曲線 (a), (b) に示す。さらに不感帯電圧 v_{D0} を有し, 順方向抵抗 $r_D = 0$ の整流器を使用するとすれば Darling 回路の利得は (5) 式から次のように求められる。

$$G = \frac{2fN_g\phi_s v_{D0}}{(e+v_{D0})N_c(i\beta - i_a)} = \frac{2fN_g\phi_s N_g^2 K v_{D0}}{N_c(e+N_g^2 K i_0)(e+v_{D0})} \quad [\text{V/AT}] \quad (7)$$

ただし, $N_g(i\beta - i_a) = e/N_g K + N_g i_0$

Fig. 16 の曲線 (c) は飽和電流 ($i_s = (e - v_{D0})/R_1$) 一定の場合について上式より求めた利得の計算値を示したものである。(7) 式より $\partial G / \partial v_{D0} = 0$ とおくと v_{D0} の最適値は次式で与えられる。

$$v_{D0} = \sqrt{\frac{R_1 i_s (N_g^2 K i_0 + R_1 i_s)}{2}} \quad (8)$$

この場合 v_{D0} の最適値は 3.1 V 程度となる。

5. む す び

本文では Darling 回路の動作解析を行なった結果、使用する整流器の順方向特性が増幅度に大きな影響を与えていることが明らかになった。利得の点からいえば Darling 回路に用いる整流器は順方向抵抗ができるだけ小さく、かつ回路条件で与えられる最適な不感帯電圧を有するものが望ましい。

要求される負荷電力および利得を満足するような増幅器設計法および零点変動に関する研究結果については別に報告する。

文 献

- 1) R. E. Morgang: The Biased Rectifier Amplifier A. I. E. E. Trans., Vol. 73, pt. I, p. 584/590 (1954)
- 2) 藤田・吉田・吉岡：単一磁心プッシュプル磁気増幅器の動作と解析，電学誌，Vol. 85-6, p. 1036/1043, (1965)
- 3) H. E. Darlin: A Single Core Balanced Output Magnetic Amplifier, Proc. Intermag Conference, 72 (1965)
- 4) 樋口・菊地：Darling の単一磁心プッシュプル磁気増幅器の零点変動，第 7 回計測制御学会学術講演会，420, p. 297/300 (1968)
- 5) 樋口・菊地：Darling の単一磁心プッシュプル磁気増幅器の解析，第 6 回計測制御学会学術講演会，638, p. 539/542 (1967)
- 6) 樋口・菊地：Darling の単一磁心プッシュプル磁気増幅器の解析と設計，非線形磁気応用専門委員会資料 N M 42-19 (1967)

付 録

〔I〕 Darling 回路と Morgan の BRA の特長

両回路の特長優劣に関する比較の一例を app. Table 1 に表わす。

circuit construction	simple	complex
mechanism of core behavior	simple	complex
core size	large by comparison	small
drift caused by diode	drift in BRA is lower than the one of Darling's circuit in principle	

app. Table 1 Relative merits of two kinds of magnetic amplifier

〔II〕 動作モードの継続時間

磁心のヒステリシス・ループを Fig. 5 のように折線近似し，整流器順方向特性を不感帯電圧と線形抵抗で表わし，Fig. 7 の等価回路に関して回路方程式をとけば各モードの継続時間を求めることができる。ここではモード 5 (コミュテーション期間) の継続時間 T_5 の計算を示すにとどめる。

$$-e_2 - v_{D0} = N_g^2 L_{01} di/dt + R_2 i_2 \quad (\text{app. 1})$$

$$e_C = -N_C^2 L_{01} di/dt - R_C i_C \quad (\text{app. 2})$$

$$i_2 = i - i_C \quad (\text{app. 3})$$

(app. 1) ~ (app. 3) より次式が得られる。

$$N_g^2 L_{01} di/dt + k R_2 i = k (-e_2 - v_{D0} - R_2 I_C) \quad (\text{app. 4})$$

ただし， $k = R_C / (R_C + R_2)$ ， $R_C \gg R_2$ ならば， $k \approx 1$ また $i_C = I_C$

(app. 4) 式から，

$$T_5 = \frac{N_g^2 L_{01}}{R_2} \ln \left\{ \frac{e_2 + v_{D0} + R_2 (i_0 - I_C)}{e_2 + v_{D0} + R_2 (i_e - I_C)} \right\} \quad (\text{app. 5})$$

Table 3 に示す磁心の励磁電流 i の初期値 i_0 と最終値 i_e を上式に代入すれば動作モード 5 の継続時間 T_5 が求められる。

T_n の計算においては，整流器順方向特性として不感帯電圧 v_{D0} と順方向抵抗 r_D の 2 区間の折線近似で十分であることがわかっている⁶⁾。

〔III〕 (5), (6) 式の誘導

〔III-1〕 (5) 式の誘導 交流バイアスを用いない場合における制御特性の直線領域の出力電圧は (4) 式から次式のように求められる (ただし飽和インダクタンス L_{02} は， $L_{02} = 0$ とする)。

$$\begin{aligned} \bar{e}_0 &= \bar{e}_0(i_\beta) - \bar{e}_0(i_\alpha) \\ &= 1/T \{ [T_2(i_\beta) V_{D2}(i_\beta) + T_4(i_\beta) V_{D4}(i_\beta) \\ &\quad + T_5(i_\beta) V_{D5}(i_\beta) - T_8(i_\beta) V_{D8}(i_\beta)] \\ &\quad - [T_2(i_\alpha) V_{D2}(i_\alpha) + T_4(i_\alpha) V_{D4}(i_\alpha) \\ &\quad - T_6(i_\alpha) V_{D6}(i_\alpha) - T_8(i_\alpha) V_{D8}(i_\alpha)] \} \quad (\text{app. 6}) \end{aligned}$$

ただし， $\bar{e}_0(i_\beta) = \bar{e}_0(I_C = -i_\beta)$ ，

$$\bar{e}_0(i_\alpha) = \bar{e}_0(I_C = -i_\alpha)，$$

$$T_n(i_\beta) = T_n(I_C = -i_\beta)，$$

$$T_n(i_\alpha) = T_n(I_C = -i_\alpha)，$$

$$V_{Dn}(i_\beta) = V_{Dn}(I_C = -i_\beta)，$$

$$V_{Dn}(i_\alpha) = V_{Dn}(I_C = -i_\alpha)$$

整流器対電圧の平均値 V_{Dn} に関してつぎの関係が認められる。

$$\left. \begin{aligned} V_{D4}(i_\alpha) &= V_{D4}(i_\beta) = V_{D8}(i_\alpha) = V_{D8}(i_\beta) = V_{D8} \\ V_{D5}(i_\beta) &= V_{D6}(i_\alpha) = V_{D5} \end{aligned} \right\} \quad (\text{app. 7})$$

(app. 7) 式および付録 II の各動作モードの継続時間 T_n を代入すれば (app. 6) 式は次式で表わせる。

$$\bar{e}_0 = \bar{e}_{01} + \bar{e}_{02} + \bar{e}_{03} \quad (\text{app. 8})$$

$$\bar{e}_{01} = 1/T \cdot V_{D5} \{ T_5(i_\beta) + T_6(i_\alpha) \}$$

$$= \frac{N_g^2 L_0 V_{D5}}{TR} \ln \left(\frac{1+k_1}{1-k_2} \right) = \frac{f \phi_s N_g V_{D5}}{R (i_\beta - i_\alpha)} \ln \left(\frac{1+k_1}{1-k_2} \right) \quad (\text{app. 9})$$

ただし, $k_1 = R(i_\beta - i_\alpha) / (e + v_{D0})$, $k_2 = R(i_\beta - i_\alpha) / (e - v_{D0})$

$$\bar{e}_{02} = 1/T \cdot \{V_{D2}(i_\beta) T_2(i_\beta) - V_{D2}(i_\alpha) T_2(i_\alpha)\} \quad (\text{app. 10})$$

動作モード 2 のゲート回路電流 i_2 は, モード 5, 6 の場合と異なり整流器順方向抵抗が小さい領域で動作している. したがって制御入力による回路電流の変化 Δi_2 があっても整流器順方向電圧はほとんど変化しない. それゆえ,

$$V_{D2}(i_\beta) \doteq V_{D2}(i_2), T_2(i_\beta) \doteq T_2(i_\alpha) \quad (\text{app. 11})$$

実際の計算例によれば, $\bar{e}_{02}$ は $\bar{e}_0$ の 2~3% 程度を占めるにすぎない. したがって $\bar{e}_0 \doteq 0$ である.

$$\begin{aligned} \bar{e}_{03} &= 1/T \cdot \{T_4(i_\beta) - T_4(i_\alpha)\} - \{T_8(i_\beta) - T_8(i_\alpha)\} \\ &= \frac{f\phi_s N_g V_{D8}}{R(i_\beta - i_\alpha)} \ln \left\{ \frac{(1+k_1)(1-k_2)(1-k_4)(1-k_5)}{(1-k_3)^2} \right\} \end{aligned} \quad (\text{app. 12})$$

ただし, $k_3 = R(i_\beta + i_\alpha) / (e - v_{D0})$, $k_4 = 2Ri_\beta / (e - v_{D0})$, $k_5 = 2Ri_\alpha / (e - v_{D0})$

$k_n \ll 1$ ならば $\ln(1+k_n) \doteq k_n$ である. それゆえ,

(app. 8)~(app. 12) 式を整理すれば (5) 式のようになり簡単になる.

〔III〕-2 (6) 式の誘導

$$\begin{aligned} \bar{e}_0 &= \bar{e}_0(i_\beta') = 1/T \cdot \{T_2(i_\beta') V_{D2}(i_\beta') + T_4(i_\beta') V_{D4}(i_\beta') \\ &\quad + T_5(i_\beta') V_{D5}(i_\beta') - T_8(i_\beta') V_{D8}(i_\beta')\} \end{aligned} \quad (\text{app. 13})$$

ただし, $\bar{e}_0(i_\beta') = \bar{e}_0(I_C = -i_\beta')$,

$$T_n(i_\beta') = T_n(I_C = -i_\beta'),$$

$$V_{Dn}(i_\beta') = V_{Dn}(I_C = -i_\beta')$$

$$\begin{aligned} V_{D2}(i_\beta') &= V_{D5}(i_\beta') = V_{D5} \\ V_{D4}(i_\beta') &= V_{D8}(i_\beta') = V_{D8} \end{aligned} \quad (\text{app. 14})$$

(app. 14) 式および各モードの T_n を代入すれば, (app. 14) は次式で表わせる.

$$\begin{aligned} \bar{e}_0 &= 1/T \cdot [V_{D5}\{T_2(i_\beta') + T_5(i_\beta')\} + V_{D8}\{T_4(i_\beta') \\ &\quad - T_8(i_\beta')\}] \\ &= \frac{f\phi_s N_g}{R(i_\beta' + i_\alpha')} \left\{ V_{D5} \ln \left(\frac{1+k_1}{1-k_2} \right) \right. \\ &\quad \left. + V_{D8} \ln(1+k_1)(1-k_2) \right\} \end{aligned} \quad (\text{app. 15})$$

ただし, $k_1 = R(i_\beta' + i_\alpha') / (e + v_{D0})$,

$$k_2 = R(i_\beta' + i_\alpha') / (e - v_{D0})$$

$\ln(1+k_n) \doteq k_n$ の近似を用いて上式を整理すれば, (6) 式のように簡単になる.