UDC 621.314.5:621.318.4:621.039.627:533.95

論文

61-B30

磁束両振りによる逆転磁界ピンチプラズマ 発生用変流器コイル電源

正員 山田 修 一 (名古屋大)

正員 有本 英 樹 (名古屋大)

非会員 佐藤 紘 一 (名古屋大)

正員 長田 昭 義 (広島大)

1. ま え が き

熱核融合炉を目指したプラズマ研究において、そのパラメータが総合的に進んでいるのはトカマク方式である。現在、トカマクの重要な研究課題は、高ベータ化、定常運転化である。一方、高ベータの観点では逆転磁界ピンチ (RFP) によるプラズマの生成は魅力的な方法の一つである。

RFP の研究は Culham 研究所の ZETA⁽¹⁾ から始まり、近年、国内では電子技術総合研究所の TPE-1R(M)⁽²⁾⁽³⁾ を始めとして東京大学の REPUTE1⁽⁴⁾ などが実験を行なっている。また国外では Los Alamos 研究所の ZT-40 M⁽⁵⁾、Padova 研究所の ETA-BETA II⁽⁶⁾、更には Culham 研究所の HBTX-1 A⁽⁷⁾ などが現在稼働している。これら装置の実験結果として注目されるのは、プラズマの諸パラメータ (例えば電子温度、密度、磁気レイノルズ数など) がプラズマ電流密度に強く依存していることであり、特に TPE-1 R(M) 装置では、プラズマの電子温度は電流密度に比例することが報告されている⁽²⁾。しかし、同装置では、ポロイダルコイル (プラズマに対する変流器の一次コイル) 並びにその電源の限界上から、比例則は 5 MA/m^2 のプラズマ電流密度までしか確認されていない。この比例則の延長上のプラズマ物理現象の解明を目的として、

名古屋大学プラズマ研究所に、RFP 実験装置 STP-3 (M) が建設され、実験を開始した⁽⁸⁾。

研究の目的上、プラズマ電流が大きくなる同装置ではポロイダルコイルの電流も大になる。また、コイル電流が増大すればコイルに発生する力も二乗で増大するので、装置は苦しい設計となる。そこで、これら为了避免するために同装置では磁束の両振り (Double Swing: DS) 法によるプラズマの生成を行なっている。この方法は、コイルの逆予励磁段階から急しゅんな磁界変動 (消磁から順方向への励磁) を与えてプラズマを生成させるものであり、片振りに比べて約 2 倍の磁束変化が得られる。

ここで、必要電力の観点からは、先の TPE-1R(M) のポロイダル電源では最大 100 MW 程度であり、STP-3(M) ではその数倍となる。その電源として、大型の短絡発電機あるいは誘導蓄積電源による遮断などでも実現できるが、数 10 ms の電力供給であること、更には設備の簡易性、経済性などの観点からコンデンサ電源が優位となる。同装置では 3 系統、並列接続のコンデンサバンク (以下バンクと略) を用いて上述の DS 電流を発生させている。

並列コンデンサの逐次投入による負荷の電流重畳を行なう際には、先行バンク回路に疎結合素子 (例えばリアクトルなど) を設けて高インピーダンスにするのが一般的な方法である。しかし、この疎結合素子の接続はバンクの能率を低下させる。

本論文では、まず DS 電流を発生させる回路の基本接続を考え、その中で疎結合素子の役割を調べた。また、DS 法によるプラズマの生成に際しては、それぞれ異なる電力の段階的な供給が必要となるが、その効率化の一手法として、各々バンクにパルス変圧器⁽⁹⁾

Poloidal Power Supply for RFP Plasma Production Using A Double Swing. By Shuichi Yamada, Member, Hideki Arimoto, Member, Kouichi Sato, Non Member (IPP Nagoya University), & Akiyoshi Nagata, Member (Faculty of Engineering, Hiroshima University).

山田修一: 正員, 名古屋大学プラズマ研究所
有本英樹: 正員, 名古屋大学プラズマ研究所
佐藤紘一: 非会員, 名古屋大学プラズマ研究所
長田昭義: 正員, 広島大学工学部第二類

を接続し、負荷とバンクとの整合を試みた。更に、プラズマ、金属放電管などを考慮した詳細な負荷を検討し、電源の総合解析を行なうことにより、負荷各部の挙動を調べ、DS 電流発生回路の効率的な運転方法を検討した。

2. 負荷条件と電源構成

〈2・1〉 必要な磁束変化 図1は DS 法を用いたポロイダルコイルの磁束変化と周回電圧を模式的に表わしたもので、各々段階ではトカマクの場合と同様に次のような機能を必要とする：(i) 予励磁段階：プラズマ生成用の充てんガスが絶縁破壊しない程度に周回電圧を下げた状態でのコイルの逆方向への励磁、(ii) 始動段階：充てんガスの絶縁破壊並びに誘導結合によるプラズマ電流の発生、(iii) 保持段階：プラズマの抵抗性電圧降下を補う程度の周回電圧を発生させた状態でのプラズマ電流の保持、(iv) 消磁段階：プラズマ消滅後のコイルの消磁。

ここで、コイルに発生する力はコイル電流の二乗に比例して増大する。プラズマ生成のための磁束変化量は、コイルに発生する力で限定されるものとするれば、DS 法では正負の磁束変化分 ϕ_4, ϕ_1 が等しい時に最大となりうる。但し、コイルに鉄心を有する場合⁽⁷⁾には、 ϕ_1, ϕ_4 はむしろ鉄心の飽和磁束密度で限定され

図1 ポロイダルコイルの磁束変化(a)と周回電圧(b)

Fig. 1. Magnetizing flux (a) and loop voltage (b) of poloidal coil.

図2 コンデンサの基本接続

Fig. 2. Fundamental connections of the capacitors.

る場合が多い。また、 ϕ_2, ϕ_3 はプラズマ生成のための磁束変化分であるが、トカマクに比べて研究の浅い RFP では、両者の和の許容範囲内での各々の自由度も重要である。

一方、トカマクに比べての RFP の相違は、始動並びに保持段階の周回電圧 V_{BD}, V_{HD} を高く必要とする点であり、前述した一連の REP 装置では、 V_{BD} は 1 kV, V_{HD} は 50 V 程度の値を採用している。これらは、充てんするガスの圧力が相対的に高いこと、プラズマの抵抗性電圧降下が大であること、などに起因している。そこで、STP-3(M) 装置では V_{BD} は 1 kV, V_{HD} は 100 V 程度を採用している。

〈2・2〉 回路の基本構成 図1に示すような負荷波形をコンデンサの逐次投入による合成で得るためには、図2に示す回路が基本的に考えられる。回路(a)と(b)はコンデンサ C_2 と C_3 を直列または並列に接続させている点異なるが、ともにスイッチ S_1, S_2, S_3, S_4 を逐次投入させることにより、負荷の電流重畳波形が得られる。

ここで、図1に示すように予励磁並びに保持に比べて短時間の始動を考慮すれば、 $C_1 > C_2 < C_3$ となる。従って、各々コンデンサのインピーダンス Z_{C1}, Z_{C2}, Z_{C3} については、

$$Z_{C1} < Z_{C2} > Z_{C3} \dots \dots \dots (1)$$

の大小関係となる。このように初段のインピーダンスが低い状態での S_2 の投入時には、 C_2 からの電流は C_1 に多く流入してしまう。これを避けるために疎結合用の回路素子 DL が初段の回路に必要となる。また、二段目と三段目については後者のインピーダンスが小さいので、二段目の DL は必ずしも必要でない。

回路(a), (b)はともに、後続枝回路を低インピーダンスにすることにより先行枝回路の電流を転流させ、負荷と枝回路で決まる電流の特徴的な変化を逐次切換えている。また、回路(a)での S_2 投入時の直列合成容量は、回路(b)では C_2' に対応することから

$$C_2' = C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2) \dots \dots \dots (2)$$

が成り立つとき、両者はほとんど同一の負荷波形になることが予測される。

〈2・3〉 STP-3(M) 装置のポロイダル回路 図2の回路を比較したとき、回路(b)では、(i) スwitch は直列接続とならない、(ii) コンデンサの低圧端子は全て接地可能である、などの長所をもつ。STP-3(M) 装置ではこれらを考慮し、(b)の並列バンク構成を採用した。図3に回路を示す。ここで、予励磁、主励磁、保持用のバンクをそれぞれバイアス、メイン、バックアップと呼称する。

図 3 STP-3(M)装置のポロイダル回路

Fig. 3. Poloidal circuit of STP-3(M) device.

同回路では、巻比の異なるパルス変圧器を各々バンクに接続し、バンクと負荷との整合を試みている。また、還流（クローバ）用スイッチ S_2 , S_4 , S_6 を各々バンクに設け、バンク運転後の次段階への影響を低減させている。但し S_2 に関しては、後述のように DS 運転の効率化の点で必ずしも得策でないが、設けることにより運転の自由度は増す。

バンク疎結合用の回路素子としてここではリアクトルを用いているが、メインからバイアスへの電流流入を低減させるために、次の条件を考慮している。

$$\frac{1}{\omega_2 C_1} + \omega_2 D L_1 > \frac{1}{\omega_2 C_2} + \omega_2 D L_2 \quad \dots\dots (3)$$

ここで、 ω_2 はメイン運転時の角周波数である。

こうした疎結合用リアクトルの接続は、片振り運転の回路では電源効率を低下させるが、DS 運転ではその磁束の利用が期待できる。例えば、図 3 における S_2 の枝回路を抵抗クローバにすることにより磁束の短時間放出が可能であれば、同リアクトルは、誘導蓄積電源としての機能を有することになる。また、コンデンサ以外の電源を励磁用として用いる大型トカマク装置では、抵抗転流による急速な消磁はプラズマの生成段階で利用されている⁽¹⁰⁾。

一方、予励磁用電源にコンデンサを用いる場合の最も効果的な波形重畳法として、次の方法が考えられる。 S_2 を用いず、 C_1 による振動電流の第一尖頭値から第二尖頭値までの落差を利用し、そのうえに C_2 , C_3 の放電電流を逐次重畳させる方法である。

先の疎結合リアクトルの急速消磁による電流の零までの戻りを利用した方法に比べ、この運転法では更に順方向への増磁にも寄与することが予測できる。

3. 等価回路と解析

図 3 の回路の挙動を理解し RFP プラズマを効率よく発生させるために、負荷部を詳細に表現して電源の総合解析を行なう。

〈3・1〉 負荷部の表現 負荷の対象として、ポロイダルコイル以外にカットのない金属放電管並びにプ

図 4 負荷の断面模式図(a)とその等価回路(b)

Fig. 4. Schematically cross-sectional view (a) and equivalent circuit (b) of load.

ラズマを考慮した系を考える。

図 4 (a) に系の断面を模式的に示す。ここで、コイル、金属放電管、プラズマの自己インダクタンスを L_c , L_l , L_p , 抵抗を R_c , R_l , R_p , 電流を I_c , I_l , I_p とする。また同図に示すように、各々の間の相互インダクタンスを M_{12} , M_{23} , M_{31} とし、供給電圧を V_c とすれば、系の電圧方程式は

$$L_c \dot{I}_c + M_{12} \dot{I}_l + M_{31} \dot{I}_p = V_c - R_c I_c \quad \dots\dots (4a)$$

$$M_{12} \dot{I}_c + L_l \dot{I}_l + M_{23} \dot{I}_p = -R_l I_l \quad \dots\dots (4b)$$

$$M_{31} \dot{I}_c + M_{23} \dot{I}_l + L_p \dot{I}_p = -R_p I_p \quad \dots\dots (4c)$$

と表わされる。ここで、同軸配置のポロイダルコイルによる磁界の共有空間は外側コイルの外部空間であることを考慮すれば、各々の相互インダクタンスは $M_{12} = L_c$, $M_{23} = L_l$, $M_{31} = L_c$ と近似表現できる。これらを(4)式に代入し、整理すれば

$$L_c (\dot{I}_c + \dot{I}_l + \dot{I}_p) = V_c - R_c I_c \quad \dots\dots (5a)$$

$$L_c (\dot{I}_c + \dot{I}_l + \dot{I}_p) + (L_l - L_c) (\dot{I}_l + \dot{I}_p) = -R_l I_l \quad \dots\dots (5b)$$

$$L_c (\dot{I}_c + \dot{I}_l + \dot{I}_p) + (L_l - L_c) (\dot{I}_l + \dot{I}_p) + (L_p - L_l) \dot{I}_p = -R_p I_p \quad \dots\dots (5c)$$

となり、図 4 (b) の等価回路が導出される。

ここで、 $L_l - L_c$ および $L_p - L_c$ はそれぞれ空間 A および B のパーミエンスであり、ポロイダルコイルに対して二次の漏れインダクタンスとなる。一方、プラズマが無いときには R_p を無限大にすれば、一般的な T 型等価回路となる。

〈3・2〉 電源系の解析方法 図 4 (b) の負荷および図 3 の並列バンクを等価的に表わしたのが図 5 である。ここで、図中の枝回路④にはインダクタンス L_i と抵抗 R_i が直列に接続され、矢印の向きを正とする電流 I_i が流れるという標識で示されている。また、枝回路③、⑪、⑬はそれぞれ変圧器 1、変圧器 2、変圧器 3 の励磁インダクタンスの枝回路であり、破線部分は負荷部を表わしている。 S_3' はプラズマ有無に対す

図 5 電源の等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit of power supply.

るフラグであり、プラズマ有り時には S_3 と同一時刻で閉じ、無し時には開放のままで解く。

いま、 S_1 の投入時には枝回路①から⑯が接続され、以下 $S_2, S_3, \dots$ を逐次投入して枝回路を増設してゆき、最終の S_6 の投入時には全枝回路が接続される。また、実際のスイッチの制御指令は予じめ設定した時刻で行なうことを考慮し、解析でのスイッチの投入も同様な手法を用いた。

〈3・3〉 回路定数 ポロイダル電源回路に用いられているバンクの諸元を表 1 に示す。同コンデンサは、絶縁破壊の故障確率という観点から振動放電時の電圧反転率が 50% 以下で設計されている。同値を満たすため、それぞれコンデンサには制動抵抗が接続されている。

また、(3)式よりバイアスの疎結合リアクトルは負荷の 3 倍程度が、メインのリアクトルは負荷の 0.4 倍程度が用いられている。

本解析に用いた枝回路の数値例を表 2 に、変圧器の諸元を表 3 に、更にスイッチの投入時刻例を表 4 に示す。

4. 回路の挙動

〈2・3〉節で示したように、DS 運転法としてバイアスの振動放電を利用した電流重畳は電源効率の点で効果的である。また、疎結合リアクトルの急速消磁を利用した電流重畳も、バイアス電源をコンデンサ以外で構成する場合に応用できるので重要である。前者を運転モード 1、後者を運転モード 2 と呼び、ここでは二つの運転を比較しつつ特徴を調べた。

〈4・1〉 負荷電流の重畳 C_1, C_2, C_3 の充電電圧として $V_{c1}=10\text{ kV}$, $V_{c2}=10\text{ kV}$, $V_{c3}=4\text{ kV}$ 、且つプラズマ無しの条件下での運転モード 1 並びに運転モード 2 の解析結果をそれぞれ図 6、図 7 に示す。図中のバイアス、メイン、バックアップの出力電流 I_2, I_{18}, I_{20} はそれぞれ変圧器の一次（コンデンサ）側の値で示されている。

表 1 コンデンサバンクの諸元

Table 1. Descriptions of capacitor banks.

名 称	定格電圧	容 量	電圧反転率
バイアス: C_1	10 kV	16 mF	$\leq 50\%$
メ イ ン: C_2	10 kV	4 mF	$\leq 50\%$
バックアップ: C_3	5 kV	64 mF	$\leq 50\%$

表 2 枝回路の数値例

Table 2. Numerical examples of branch circuits.

インダクタンス (μH)	抵 抗 ($\text{m}\Omega$)	インダクタンス (μH)	抵 抗 ($\text{m}\Omega$)
$L_1: 0.01$	$R_1: 0.545$	$L_{12}: 0.03$	$R_{12}: 0.008$
$L_2: 2.53$	$R_2: 0.152$	$L_{13}: 170$	$R_{13}: 0.0$
$L_3: 168$	$R_3: 0.0$	$L_{14}: 0.01$	$R_{14}: 1.500$
$L_4: 0.30$	$R_4: 0.029$	$L_{15}: 0.03$	$R_{15}: 0.920$
$L_5: 0.03$	$R_5: 0.009$	$L_{16}: 0.37$	$R_{16}: 0.066$
$L_6: 0.07$	$R_6: 0.091$	$L_{17}: 0.25$	$R_{17}: 0.052$
$L_7: 0.81$	$R_7: 0.0$	$L_{18}: 0.03$	$R_{18}: 0.260$
$L_8: 0.25$	$R_8: 0.0$	$L_{19}: 0.01$	$R_{19}: 0.441$
$L_9: 0.0$	$R_9: 17.2$	$L_{20}: 0.24$	$R_{20}: 0.011$
$L_{10}: 0.02$	$R_{10}: 0.09$	$L_{21}: 0.01$	$R_{21}: 0.011$
$L_{11}: 684$	$R_{11}: 0.0$		

注: 変圧器の一次側の回路定数は全て二次側換算の値を示す。

表 3 変圧器の諸元

Table 3. Descriptions of transformers.

変 圧 器 名 称	変圧器 1	変圧器 2	変圧器 3
鉄 心 材	Z-11 (0.35 mm)	Z-11 (0.35 mm)	RG-11 (0.35 mm)
平 均 磁 路 長	3.72 m	2.64 m	4.80 m
有効断面積 (95%)	0.115 m^2	0.045 m^2	0.16 m^2
一次巻数 (電源側)	2 回	8 回	2 回
二次巻数 (負荷側)	20 回	40 回	24 回
三次巻数 (予励磁用)	47 回	32 回	28 回

表 4 スイッチの投入時刻例

Table 4. Numerical examples of switching times.

スイッチの名称	投入時刻 (ms)	スイッチの名称	投入時刻 (ms)
S 1	0.0	S 2	3.51
S 3	3.51	S 4	3.90
S 5	3.90	S 6	13.0

負荷コイル電流 I_6 を両運転モードで比較した場合、主励磁段階では電流波形はほとんど同じであるが、保持段階では運転モード 1 のほうが電流の振りが大きく、その最大となる時刻も遅い。

図 6 運転モード 1 の解析結果

Fig. 6. Calculated results of operating mode 1.

図 7 運転モード 2 の解析結果

Fig. 7. Calculated results of operating mode 2.

一方、両運転モードともに 3.5 ms 付近でバイアス出力電流に局所的な増加がみられるが、これはメインからの流入分であり、バイアスの疎結合リアクトルに依存する。リアクトルとしてここでは枝回路②と④に合計 2.86 μH を設けているが、負荷⑦の 0.86 μH に対して逆比分程度がメインからバイアスに流入している。また、リアクトルと負荷との比率を(3)式の範囲内で変化させても同様な傾向となる。

図 8 充電電圧 V_{c3} に対するポロイダルコイル電流の時間変化Fig. 8. Time evolutions of poloidal coil current for charging voltage V_{c3} .

〈4・2〉 充電電圧に対する依存性 プラズマ無しで且つ V_{c1} , V_{c2} をそれぞれ 10 kV に固定し、 V_{c3} を 2, 3, 4, 5 kV に変化させたときのコイル電流を両運転モードで比較したのが図 8 である。同図(a)は運転モード 1 を、(b)は運転モード 2 を、また、図中の破線は各々のバイアス単独運転時のコイル電流をそれぞれ表わしている。

運転モード 2 では、保持段階での電流が最大となる時刻は、バイアスの単調減少的な電流とバックアップ出力電流との大小関係により、9 から 14 ms と大きく変わる。これに対し運転モード 1 では、バックアップ出力電流の増減よりもバイアス振動電流の第一尖頭値から第二尖頭値までの振幅のほうが強くと依存しているため、電流の最大となる時刻は 10 から 11 ms の間であまり変化しない。

表 1 を考慮し、ここではバイアス振動電流の反転率を 40% 程度にとどめているが、反転率を増大すれば、運転モード 1 における電流の振り幅は更に増大することが予測できる。

次にプラズマ無しで且つ $V_{c2}=10\text{ kV}$, $V_{c3}=4\text{ kV}$ を固定し、 V_{c1} を 4, 6, 8, 10 kV に変化させたときのコイル電流を両運転モードで比較した。結果を図 9 に示す。

主励磁段階は短時間であり、この間、バイアスによるコイルの消磁効果は両運転モードともに僅かである。従って、メインによるコイル電流は、 V_{c1} の変化に対して振幅を変えることなく平行移動するものとみなすことができる。

図 9 充電電圧 V_{c1} に対するポロイダルコイル電流の時間変化

Fig. 9. Time evolutions of poloidal coil current for charging voltage V_{c1} .

図 10 運転モード 2 の観測波形

Fig. 10. Measured waveforms of operating mode 2.

一方、 V_{c1} の減少に対し、DS 電流の振幅（図中の矢印）は両運転モードともに減少するが、その減少率は運転モード 1 のほうが大となる傾向を示す。 V_{c1} の減少は、運転モード 2 ではバイアスコイルの消磁効果の減少のみに作用するのにに対し、運転モード 1 ではバイアス振動電流の第二尖頭値の減少、即ちコイルの増磁に対しても逆作用に働くものと推察できる。

〈4・3〉 運転モード 2 の通電例 $V_{c1}=5 \text{ kV}$, $V_{c2}=5 \text{ kV}$, $V_{c3}=2 \text{ kV}$, 且つ運転モード 2 でプラズマ無し時の通電波形の一例を図 10 に示す。

同図と図 7 を比較したとき、周回電圧並びに各部の電流はほとんど一致した傾向を示すことが分る。但し、メイン出力電流は、図 7 の解析結果では電流反転後も持続しているのに対し、実際の通電では負方向の電流は遮断されている。これは、解析時のスイッチは一度投入したら切れないものとして扱っているが、実際にはイグナイトロンをスイッチに用いるため、その整流作用により断路となるものと考えられる。

一方、メインの負方向の電流はコイル電流を減らす方向の電流であり、この遮断現象はコイル電流を増加させる方向に作用する。このことは、図 10 の同一時刻における周回電圧の増加からも確認できる。

〈4・4〉 負荷各部の解析例 $V_{c1}=10 \text{ kV}$, $V_{c2}=10 \text{ kV}$, $V_{c3}=4 \text{ kV}$ で且つ運転モード 1 でプラズマを発生させたときの負荷各部の解析波形を図 11 に示す。プラズマ枝回路⑩の数値例として Spitzer 氏の温度抵抗から電子温度 500 eV 程度で且つ異常抵抗係数 10 を乗じた値に相当する抵抗を用いた。

STP-3(M) 装置の金属放電管は、カットがないので薄肉・蛇腹構造により抵抗を上げ、時定数を短くしている ($L/R=61 \mu\text{s}$)。時定数に比べ十分長い時間での放電管のインピーダンスはほとんど抵抗とみなすことができるので、図 11 に示すように同電流は周回電圧と似た波形となる。

また、同装置では、プラズマを効率よく発生させるために、ポロイダルコイルとプラズマとの間げきを極力減らし、両者の結合を大にしている（結合係数は 0.77）。ここで用いた数値例による解析では、約 350

図 11 負荷部の解析波形

Fig. 11. Calculated waveforms of load.

kA のプラズマ電流が発生できるという結果を得た。

5. 変圧器の磁束変化

負荷コイルは誘導性であるのが望ましく、その抵抗は極力低減されている。図3に示されるように、それぞれの変圧器は、二次巻線が負荷コイルで共通になっているので、励磁時には相互に干渉を及ぼす。こうした系での変圧器の残留磁束密度並びに許容の磁束変化量を調べることは、DS 運転での正負への磁束変化を適正に分配するために重要となる。

〈5.1〉 直流励磁試験 それぞれの変圧器の三次巻線から独立に直流励磁を行ない、一次巻線で観測した電圧を時間積分することにより、磁束変化量の算出を試みた。試験回路を図12に示す。

変圧器の鉄心には残留磁束密度があり、励磁時にはそれが初期条件となって磁束変化が定まる。ここでは励磁時間および起磁力を固定し、3台の変圧器の励磁極性を毎回反転させて試験を繰返した。

変圧器1、変圧器2、変圧器3の励磁条件として、それぞれ 508 AT/m で 38 秒、554 AT/m で 25 秒、279 AT/m で 42 秒のときの典型的な一次巻線の電圧波形を図13に示す。ここで、同図(a)は10 回程度の予備試験の後に、(b)は(a)の直後に行なった励磁

図12 変圧器の直流予励磁用の電源系

Fig. 12. Power supply system for pre-magnetization of transformers.

図13 変圧器の一次電圧の観測波形

Fig. 13. Measured primary voltages of transformers.

図14 ϕ - H 曲線

Fig. 14. Schematic drawing of Φ - H curve.

試験での観測波形である。

同図(a),(b)において、それぞれの変圧器の観測電圧はほとんど零線を中心とする対称な波形であり、図14に示す励磁曲線を用いれば回転対称なヒステリシス曲線が得られたことになる。また、図13(a)の正方向の面積は図14の磁束変化量 Φ_1 として、また負方向の面積は磁束変化量 Φ_2 として表わされる。同様に図13(b)の負方向の面積は Φ_3 、正方向の面積は Φ_4 として表わされる。ここで図13の対称性から、 $\Phi_1 = \Phi_3$ 、 $\Phi_2 = \Phi_4$ であり、このような条件下では最大磁束 Φ_m および初期磁束 Φ_0 はそれぞれ

$$\Phi_m = (\Phi_1 + \Phi_2)/2 = (\Phi_3 + \Phi_4)/2 \dots \dots \dots (6)$$

$$\Phi_0 = (\Phi_1 - \Phi_2)/2 = (\Phi_3 - \Phi_4)/2 \dots \dots \dots (7)$$

と表わすことができる。図13よりそれぞれの面積を求め、更に(6),(7)式を用いて結果をまとめたのが表5である。

これらの結果は、それぞれ変圧器の鉄心材のエプスタイン試験法による直流ヒステリシス曲線から得られる Φ_m 、 Φ_0 に近い値である。更に、励磁条件を変化させた試験でも同様な関係が得られている。

〈5.2〉 DS 運転時の磁束変化 表5の例に示されるように、変圧器の初期条件が既知となったので、DS 運転時の各々変圧器の磁束変化は算出できる。変圧器の初期磁束を Φ_0 、励磁インダクタンスを L_{ex} 、励磁電流を I_{ex} とすれば、時刻 t における変圧器の磁束 $\Phi(t)$ は

$$\Phi(t) = \Phi_0 + \int_0^t \frac{d}{dt} (L_{ex} I_{ex}) dt \dots \dots \dots (8)$$

と表わすことができる。実際には L_{ex} は I_{ex} の関数となるが、ここでは理想的な角型 B - H 特性を仮定し、 $\Phi_m \geq |\Phi(t)|$ では $\mu^* = 10^4$ 、 $\Phi_m < |\Phi(t)|$ では $\mu^* = 1$ として L_{ex} を定数化した。(8)式を用い、図6に示される運転での各々変圧器の磁束変化を調べたのが図15である。

変圧器の二次側のインピーダンスが負荷コイルのリ

表 5 直流励磁実験の結果
Table 5. Results of d.c. exciting test.

変圧器 名称	H (AT/m)	実験 1		実験 2		結 果	
		ϕ_1 (Wb)	ϕ_2 (Wb)	ϕ_3 (Wb)	ϕ_4 (Wb)	ϕ_m (Wb)	ϕ_0 (Wb)
変圧器 1	508	0.565	0.153	0.578	0.178	0.369	0.203
変圧器 2	554	0.876	0.304	0.884	0.302	0.529	0.287
変圧器 3	279	0.690	0.148	0.696	0.131	0.416	0.277

図 15 変圧器の磁束変化

Fig. 15. Calculated results of magnetizing flux of transformer.

アクタンス程度とみなせるときには、 $\phi(t)$ は負荷コイルの磁束変化とほとんど相似となり、初期磁束 ϕ_0 だけ平行移動した波形となる。図 15 に示されるように、変圧器 2 と変圧器 3 はこの条件が概略あてはまる。また、変圧器 1 が異なるのは、バイアスの疎結合リアクトルを変圧器の一次と二次に 8:1 の割合で分配し、正負への磁束変化分が同程度になるように調整しているためである。

一方、図 9 に示されるように正方向の電流振幅が大であるような DS 運転では、それぞれ変圧器の初期磁束を負側に発生させれば、変圧器の磁束変化は正方向のみに片寄ることなく均一に発生できる。

6. ま と め

高電流の RFP プラズマを発生するため、3 並列コンデンサバンクによる磁束の両振り法を用いたポロイダル回路の検討を行なった。その結果は以下のように要約される。

(i) バンクの逐次投入による電流重畳回路では、先行のバンクが絶えず高インピーダンスになるような回路構成が必要である。また、高インピーダンス化のために、リアクトルを有する DS 電流発生回路では、その磁束の短時間放出を利用した電流重畳が可能であり、リアクトルの接続は必ずしも効率低下につながらない。

(ii) 初段バンクの振動電流の第一尖頭値から第二尖頭値までの落差を利用した DS 電流の発生法は、(i) の発生法に比べ大きな電流振幅が得られ、効果的である。また、電流最大値並びに時刻は初段バンクの電流第二尖頭値に強く依存している。

(iii) 負荷との整合を図るために、ここでは各々バンクに変圧器を接続しているが、それぞれ独立に直流励磁を行なうことにより、変圧器の残留磁束は制御可能である。また、変圧器の一次と二次にリアクトルを適値に分配することにより、DS 運転時の変圧器の磁束変化が制御できることを示した。

(iv) プラズマ、金属放電管、ポロイダルコイルを考慮した負荷部の詳細な等価回路を導出し、DS 運転下での各部の挙動を調べた。また、それぞれを密に結合させた STP-3(M) 装置のポロイダル系電源回路では、約 350 kA のプラズマ電流が発生可能であるという結論を得た。

本研究に際し、(株)日本コンデンサ工業の古矢勝彦氏に、いろいろな助言や協力をいただいたことを明記し、謝辞といたします。

(昭和 60 年 6 月 24 日受付、同 60 年 9 月 24 日再受付)

文 献

- (1) D. C. Robinson, et al.: "Factors influencing the period of improved stability in zeta", *Proc. 3th Int. Conf. IAEA, Novosibirsk, Vol. I*, 263 (1969)
- (2) K. Ogawa, et al.: "Experimental and computational studies of reversed-field pinch on TPE-IR(M)", *Proc. 9th Int. Conf. IAEA, Baltimore, Vol. I*, 575 (1983)
- (3) Y. Hirano, et al.: "Reversed-field pinch experiment on TPE-IR(M)", *Proc. 10th Int. Conf. IAEA, London, Vol. II*, 475 (1985)
- (4) Z. Yoshida, et al.: "MHD behavior of an RFP plasma in the setting-up phase", *ibid*, London, Vol. II, 467 (1985)
- (5) D. A. Baker, et al.: "Performance of ZT-40 M reversed field pinch with an Inconel liner", *Proc. 9th Int. Conf. IAEA, Baltimore, Vol. I*, 587 (1983)
- (6) A. Buffa, et al.: "Reversed-field pinch plasmas with improved confinement", *Proc. 8th Int. Conf. IAEA, Brussels, Vol. II*, 275 (1981)
- (7) H. A. B. Bodin, et al.: "Results from the HBTX1A reversed-field pinch experiment", *Proc. 9th Int. Conf. IAEA, Baltimore, Vol. I*, 641 (1983)
- (8) H. Arimoto, et al.: "Asymmetric flux generation and its relaxation in reversed-field pinch", *J. Phys. Soc. Japan*, **54**, No. 4, 1232 (1985)
- (9) S. Kitagawa, et al.: "Fast power 'crowber' system using a current transform with extremely low leakage inductance", *Rev. Sci. Instr.*, **45**, No. 4, 962 (1974)
- (10) 嶋田・谷・田村: 「誘導性エネルギーによるトカマクプラズマ電流の立上げ」電学論文, **99**, 49 (昭 54-2)