U.D.C. 621. 395. 36: 621. 314. 22

# アイデンティファイヤートランスの磁気特性

Magnetic Character of Identifier Transformer

二 見 二 郎\* 塩 沢 良 司\* Jirō Futami Ryōji Shiozawa

# 内 容 梗 概

SATT装置に用いられる IDFトランス(アイデンティファイヤートランス)の特性を検討した。IDFトラン スで得られた信号の増幅整流器としてトランジスタ増幅器を用いる場合の IDFトランスの設計式を求め、この 設計式により IDFトランス用コアの  $\mu$ , Qがわかれば所要の入力インピーダンス、動作減衰量を持った IDFト ランスが簡単に設計できる。設計式は簡略化した等価回路を考えて求めたので実測値との差が入力インピーダ ンス Zin で平均4%、動作減衰量 Bで8%あるが必要によっては補正することができる。

# 1. 緒 言

SATT装置(ストロージャ自動交換証作成装置)に用いられるア イデンティファイヤーとは市外通話を行っていた加入者の発信番号 を検出する装置である(1)。その一方法として,市外通話を発信した 加入者のRT線にfの信号(従来は10kcが用いられていた)を送 りこみ、全加入者からのRT線のうちどの加入者からのRT線にf の信号がはいっているかをリングトランスを用いて検出する。ここ に用いるリングトランスをIDF (アイデンティファイヤー) トラン スといい、パーマロイテープを巻いた巻鉄心で作られている。 RT線からのfの信号はIDFトランスを通ったあと、増幅整流さ れてリレーを動作させる。従来はこの増幅整流器に真空管回路を使 っていたので、IDF トランス二次側の出力電圧を大きくするため二 次側を方に同調させた同調トランスとしていた。この増幅整流器を トランジスタ化した場合には、IDF トランスでのfの電力損失を少 なく二次側に伝送する必要があるから, 設計基準も当然異なってく る。本報告ではIDFトランスの簡略化した等価回路から設計式を求 め、設計式で設計した特性と実測データーとの比較検討を行った。

### 2.2 IDF トランスの等価回路

IDFトランスの等価回路を考えると第2図(a), (b), (c)となる。第2図(a)は原回路であるが,これは(b)のように等価磁心抵抗で常に終端された3巻線変成器と考えられる<sup>(2)</sup>。この第3誘導等価回路は同図(c)のようになり,各常数の換算は第1表に示すところとなる。第2図(c)の等価回路について考えるに実際には巻線間漂遊容量,巻線抵抗もあるわけである。しかしながら次の点を考え

# 2. IDF トランスの設計

2.1 IDF トランスの回路条件

IDF トランス1 個について考えればその回路は 第1 図 に示される。

発振器より周波数f,電力 $P_0$ の信号がRT線を通してIDFトランスに送られ、 $P_0$ はIDFトランスで多少減衰し電力 $P_2$ となってトランジスタ増幅器の入力となる。現在までの検討で次の点が明らかになった。

(1) RT線の信号電圧は他回線の通話への誘導妨害を考えて2V 以下とする。

(2) RT 線での伝送距離は短いので信号の減衰はほとんど考えなくてよい。

(3) コンデンサCのインピーダンスを  $Z_c$ , IDF トランスの入 カインピーダンスを  $Z_{in}$  とすると  $Z_{in} \leq Z_c \times 10^{-4}$  とする。これは 1万回線を1群のアイデンティファイヤーに構成した場合に、リ ングトランスを介してほかの無関係の回線の RT 線に誘導する信 る。 (1) 一次巻数は1ターンであることより一次側浮遊容量また一

次巻線抵抗は考えなくてよい。

(2) 周波数が 10~20 kc では、二次側浮遊容量として 100~200 PFあってもそのインピーダンスは $R_2$ に比して十分に大きいからこれも略せる。

(3) 巻数は100T 前後となるところから(後に述べてある)特に細線を使用しないかぎり二次巻線抵抗もほぼ省略できる。

(4)  $l_1", l_2"$ は漏えい係数(1-k)を求めて計算する必要がある。 IDFトランスの磁気回路はパーマロイ巻鉄心であるから k=1 と し漏えい磁束はないものとする。

(5) 2.1 項(3)の条件から一次電流 I は定電流と考える。 また第2図(c)の M<sub>m</sub>", R<sub>3</sub>" の並列回路を Z<sub>0</sub> ∠θ とすると,この回路は第3図のようになり,第3図の等価回路から計算を行う。



第1図 IDF トランスの回路



号と原信号とを判別するマージナルの点より要求される。

(4) Zin としては 25~100 mΩ を考える。

(5) トランジスタ増幅器の入力インピーダンスは  $500 \Omega \sim 1 k \Omega$ とする。エミッター接地回路でf(周波数)  $5 \sim 20 kc$  である点より純抵抗分とみなすことができる。 これらの条件を考えて IDFトランスを設計する。

 $R_{3}^{\mu} = \frac{Z_{c}}{R_{3}} \frac{L_{2}^{\mu}}{R_{3}} \frac{Z_{2}}{R_{3}}$ 

第2図 IDF トランス等価回路

\* 日立製作所戸塚工場



(b)等值3卷等值回路

# □ 第2図 II

(q)第3誘導等個回路

64

A STORE FEAST FROM FAS



ンピーダンスで測定できる。この場合の角 $\theta$ は k=1 の 条件のもとに次の(2)式となる。

ここで

(1)式で与えられる動作減衰量 B の値は 第4図とな る。

2.4 入力インピーダンス Zin 入力インピーダンスZinを第3図の回路より求めれば

$$Z_{\rm in} = \frac{R_2}{N_2^2 \sqrt{1 + K^2 + 2K\cos\theta}} \dots (3)$$

(3)式より2次巻回数 N<sub>2</sub>を求めれば次の(4)式となる。

The second division of the local division of		
基 準 L <sub>1</sub> 置換比 n <sub>µ</sub>	$\frac{L_1}{\sqrt{\frac{k_{23}k_{31}}{k_{12}}}}$	ー次インダクタンス $\binom{k_{12}}{k_{13}}$ はそれぞれー,二,三次巻編 $\binom{k_{13}}{k_{23}}$ 間の結合係数
$M_m$ "	$\frac{k_{31}}{\sqrt{\frac{k_{31} k_{12}}{k_{23}}}}L_1$	主インダクタンス
変成比 n1	1	N1 一次側巻数, N2 二次側巻数 とすること
112	$\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$	$k_{12}, k_{23}, k_{31}$ がおのおの一であれば $\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{N_1}{N_2}$
自己インダ L1" クタンス	Lı	k=1 とすると
$L_{2}^{\prime\prime}$	$n_2^2 \left(\frac{k_{31}}{k_{23}}\right)^2 L_2$	$L_2''=n_2^2L_2$
漏 れ 11"	$(1-k_{31}/k_{31}k_{12})_{I_1}$	k=1 to but

第1表 各常数の第3誘導等価回路への換算(一次側に換算)

$$\alpha (2\pi m m^2) - \frac{4}{1 + K^2 + 2K\cos \theta}$$

第5図にαの計算結果を示す。

2.5 IDFトランス設計手順

# 2.5.1 コアの大きさ(内径)の決定

IDF トランスコアの内径の大きさは、鉄心内に通す RT 線の本 数nによって定めなければならない。束線の占有面積Sは心線の 太さ(被覆を含む)をdとすると次式で与えられる(注:長さの 単位 cm とすること)

$$S = \frac{\pi}{4} (1.3 \, d)^2 n....(5)$$

円形コアの場合の内側面積 Sr は

$S_{\rm r} = \pi r_1^2$	)'
-------------------------	----

楕円形コアの場合の内側面積 Se では

 $S_{\rm e} = r_1 (2 \, l + \pi r_1)$  ..... ..(5)"

実際にはコアに巻線しこれを保護ケースにいれるので内側断面



積は少なくなる。コアの内径はこれらを考えて所要の面積をうる に十分な値に選定する。 2.5.2 二次巻数 N2 の決定 二次巻数  $N_2$ は(4)式および第5図の $\alpha$ -K曲線を使って簡単に 定められる。ここではKの値を定めればよい。Kの値をいくらに 定めるかは動作減衰量Bをいくらにするかを決定して行う。Bは (1)'式ならびに第4図に示されている。



また楕円形コアでは

50



IDFトランス内での減衰 *B* を多く認めれば *K* は大きな値がとれ、その反対に減衰を少なく設計するには*K*を小さな値としなければならない。一方コアの断面積は次項の(8)式によるごとく*K* に反比例するので*K*を大きくしたほうが小形のトランスとなる。従って、許容する*B*の値の決定は IDFトランスと増幅整流器を含めたアイデンティファイヤーが最も経済的になるように定める。 2.5.3 コア断面積の決定

所要のインダクタンスL1はKが定まれば次の方法で求まる。

$$L_{1e}^{(H)} = \frac{4 \pi \mu h (r_2 - r_1)}{\pi (r_1 + r_2) + 2l} \times 10^{-9} \dots (7)''$$

ただし、h,  $r_2$ ,  $r_1$ , lの記号は 第6図 で定めたとお り(6), (7)式よりコアの厚み  $\Delta R = (r_2 - r_1)$ を求め ればコアの大きさは次の(8), (8)'式より決定でき る。

円形コアの場合

近似的には

$$\Delta R = \frac{R_2'' r_1}{\cdot 2 \,\mu h K \omega \gamma \times 10^{-9}}$$

楕円形コアの場合

同様に近似式は

$$\Delta R = \frac{R_2^{\prime\prime} (l + \pi r_1)}{2 \pi \mu h K \omega \gamma \times 10^{-9}}$$

この  $\Delta R$ は巻鉄心のテープ巻厚である。ゆえにテープ巻総数 $N_T$ はテープの厚みをtとすれば次の(9)式となる。

# 2.5.4 設計表

---- 66 -----

2.5.1~2.5.3 項までの設計手順をまとめたものが, 第2表 であり, IDFトランスの設計はこの設計表の順序によればよい。

# 3. IDF トランスの特性

3.1 IDFトランス用コアの特性



とおく。この計算結果は第7図に示す。 一方一次巻線  $N_1$  は  $1 タ - \nu$ であるところより、一次インダク タンス  $L_1$ は長さの単位を cmとすると(7)式となる。

$$L_1 = \frac{4 \pi \mu \times 37 \text{ 断面積}}{\text{平均磁路長}} \times 10^{-9} (H) \dots (7)$$
  
ゆえに円形 37では

2項では IDF トランスの設計方法を述べた。設計式によりわかる ようにコア材の μ, Qが高い値を有すれば小形の IDF トランスが設 計できる。また同一コア寸法ならば動作減衰量を少なく設計でき る。ここで, IDF トランス用コアとしてパーマロイ巻鉄心の特性を 検討した。 3.1.1 試料の特性 パーマロイ巻鉄心の特性の一例を第8,9 図に示す。 アイデンティファイヤートランスの磁気特性



---- 67 -----

1311

1	4.7	1.38	10	50	500	95	0.76	0.15
2	4.6	1.27	20	100	500	68	0.80	0.145
3	4.5	1.10	10	100	1,000	90	1.80	0.325
4	7.8	1.37	20	50	1,000	141	0.25	0.041
5	5.2	2.33	10	100	500	65	1.30	0.325
6	1.58	0.84	20	50	500	94	1.10	0.175
7	3.6	1.80	10	50	1,000	134	0.98	0.215
8	1.37	0.91	20	100	1,000	82	3.10	0.535
9(1)'	4.4	1.30	10	500	500	95	0.85	0.16
10 (2)'	4.7	1.26	20	100	500	69	0.80	0.145
11 (3)'	4.7	1.00	10	100	1,000	91	1.70	0.295
12 (4)'	8.1	1.34	20	50	1,000	141	0.21	0.040
13 (5)'	5.4	2.29	10	100	500	66	1.25	0.31
14 (6)'	1.55	0.76	20	50	500	94	1.15	0.18
15 (7)'	3.8	2.05	10	50	1,000	134	0.85	0.21
16 (8)'	1.38	0.90	20	100	1,000	82	3.10	0.535
							t.	0



この設計式は2.2項に述べたように相当簡略化した回路より求めた 設計方法であるから,この項ではこの設計式で設計した値と実測値 の比較検討を行う。試料は第3表のコアとする。 3.3 各コアに対する N2 および B の決定 第2表の設計方法では Zin, R2, f を与え動作減衰量 Bをある値 に定めてコアの大きさ N2 を求めた。今度の場合はコアの大きさ,  $Z_{in}$ ,  $R_2$ , f が与えられているから必要な  $N_2$  および B を求めること

第10図 µ の 電 流 特 性 にする。しかしこのことは同一の等価回路より考えられるから本質 的には同じことである。 さて与えられた条件より巻数 N2 とKは次の方法で求める。  $K = \left| \frac{R_2''}{\omega L \gamma} \right| \sharp \mathfrak{h}$ 



Bには最大18.5%の差がでた。もちろんこの中には測定  $Z_{in}$ の設計値との差は平均 + 4%であり、またBの差 は+8%であるので、第2表の設計表が完全でないが実 際使用に際して支障をきたさないと考える。この設計値

$$Z_{\mathrm{in}}\!=\!\beta rac{R_2}{N_2^2}$$

---- 68 -----

$$K = \frac{R_2}{\omega \, L \, \gamma \, N_2^2}$$





 $\beta$ の計算結果を第12図とする。 ここで(10), (11)式の方程式を解けばKが求まり, これに $N_2$ , B を求めることができる。しかし実際には(10)式のKを適当に仮定し て  $N_2^2$  を求め、その  $N_2^2$  と仮定した K の値とにより (11) 式の Z<sub>in</sub> を



これにより µ, Qの変化に対するKの変化を求めればよいこと がわかる。設計時の $K \ge K_1$ ,  $\mu$ ,  $Q \ge \mu_1$ ,  $Q_1 \ge U$ 変化後の $K \ge K_2$  $K_2$ ,  $\mu$ , Qを $\mu_2$ , Q<sub>2</sub>とすれば  $\gamma$ -Q曲線を使って



アイデンティファイヤートランスの磁気特性

第3表 μ<sub>0</sub>, Q<sub>0</sub>, L, R<sub>e</sub> 測 定 例

第5表 Zin, Bの測定結果(設計値との比較)

<u> </u>	No.	$\left  \begin{array}{c} f \\ (\mathrm{kc}) \end{array} \right $	$L_{\rm mH}$	$R_{\Omega}$	Q	$\mu$	No.	$L_{\rm mH}$	Ro	Q	μ
		1	4.037	7.21	3.51	25,470		4.018	7.90	3.20	25,350
		3	3.197	28.46	2.12	20,170		3.071	29.26	1.98	19,380
	1	5	2.628	50.11	1.650	16,580	0	2.493	50.24	1.56	15,730
	T	10	1.785	95.62	1.17	11,260	9	1.677	92.46	1.14	10,580
		20	1.095	154.46	0.89	6,910		0.940	147.15	0.80	5,940
		50	0.545	235.45	0.73	3,440		0.450	222.1	0.64	2,840
2		1	5.725	16.25	1.96	42,710		5.850	17.35	2.12	43,640
		3	4.290	44.25	1.83	32,000		4.370	45.15	1.82	32,600
	2	5	3.585	69.35	1.63	26,740	10	3.631	70.95	1.61	27,090
	-	10	2.650	124.60	1.34	19,770	10	2.650	126.40	1.32	19,770
		20	1.765	207.05	1.07	13,170		1.770	209.2	1.06	13,200
		50	0.925	350.60	0.83	6,900	-	0.935	354.15	0.83	6,980
		1	6.058	23.59	1.61	32,470		6.455	25.81	1.57	34,600
		3	3.662	56.59	1.22	19,630		3.890	62.75	1.17	20,850
	3	5	2.705	81.20	1.05	14,500	11	2.87	88.25	1.02	15,380
	v	10	1.715	123.50	0.87	9,190		1.740	131.40	0.83	9,330
		20	1.015	171.6	0.74	5,440		1.040	180.65	0.72	5,570
		50	0.465	292.5	0.50	2,490		0.480	253.30	0.60	2,570
1		1	9.085	28.37	2.01	44,880		9.83	32.47	1.90	48,560
		3	6.825	71.70	1.79	33,720		7.14	76.35	1.76	35,270
	4	5	5.80	109.50	1.66	28,650	12	5.98	116.05	1.62	29,540
		10	4.325	192.90	1.41	21,370	12	4.42	198.9	1.40	21,830
		20	3.025	325.35	1.17	14,940		3.035	338.2	1.13	14,990
		50	1.452	595.3	0.77	7,170		1.485	598.5	0.78	7,340
		1	3.872	10.69	2.27	33,530		4.241	12.18	2.19	36,730
		3	3.026	28.40	2.01	26,200		3.215	32.49	1.86	27,840
	5	5	2.506	44.73	1.75	21,700	13	2.736	49.56	1.73	23,690
		10	1.996	82.14	1.53	17,290		2.092	88.40	1.49	18,120
		20	1.452	146.15	1.22	12,340		1.525	155.1	1.23	13,210
		50	0.795	265.55	0.94	6,880		0.865	280.95	0.94	7,490
		1	3.339	11.65	1.80	34,220		3.50	10.35	2.12	35,880
		3	2.138	30.72	1.31	21,910	14	2.27	31.00	1.38	23,270
	6	5	1.603	45.19	1.12	16,430		1.681	47.17	1.12	17,220
		10	0.996	70.35	0.89	10,210		0.913	74.22	0.77	9,360
		20	0.615	99.35	0.78	6,300		0.620	104.00	0.75	6,360
		50	0.265	141.26	0.59	2,720		0.275	144.70	0.60	2,820
		1	3.152	9.248	2.14	45,390		2.912	6.517	2.80	41,900
		3	2.346	25.26	1.75	33,780		2.333	20.40	2.16	33,600
	7	5	1.939	39.25	1.55	27,920	15	1.998	34.33	1.83	28,750
		10	1.391	69.43	1.26	20,030		1.492	65.32	1.43	21,480
		20	0.945	115.0	1.03	13,610		1.040	114.55	1.14	14,980
		50	0.435	189.15	0.72	6,260		0.485	199.95	0.76	6,990
		1	2.053	3.726	3.46	24,800		2.141	3.93	3.42	25,900
		3	1.619	14.43	2.12	19,600		1.680	15.21	2.08	20,330
	8	5	1.325	25.50	1.63	16,090	16	1.369	26.74	1.61	16,580
		10	0.899	48.15	1.17	10,880		0.925	50.13	1.16	11,190
		20	0.565	77.36	0.92	6,840		0.555	80.05	0.87	6,720
		50	0.245	118.80	0.65	2,960		0.245	121.65	0.63	2,960

No.	設計値 Zin	実測値 Zin'	$Z_{in}$ 差 $Z_{in}' - Z_{in}$	設 計 値 <i>B</i>	実 測 値 <i>B</i> ′	$\begin{array}{c} B \\ \underline{B'-B} \end{array}$
	(mQ)	$(m\Omega)$	$Z_{in}$ (%)	(dB)	(dB)	(%)
1	50	52	+4	0.76	0.96	+18.5
2	100	99	-1	0.80	0.82	+ 2.5
3	100	102	+2	1.80	1.82	+ 1.1
4	50	53	+6	0.25	0.24	- 4.0
5	100	102	+2	1.30	1.46	+12.5
6	50	54	+8	1.10	1.28	+16.5
7	50	54	+8	0.98	0.98	0
8	100	103	+3	3.10	3.28	+ 5.8
9(1)'	50	54	+8	0.85	1.00	+17.5
10(2)'	100	99	-1	0.80	0.82	+ 2.5
11(3)'	100	100	0	1.70	1.74	+ 2.3
<b>12</b> (4)′	50	52	+4	0.21	0.22	+ 4.8
<b>13</b> (5)'	100	100	0	1.25	1.28	+ 2.4
14(6)'	50	53	+6	1.15	1.34	+16.5
15(7)'	50	54	+8	0.85	0.94	+10.5
16(8) <i>'</i>	100	107	+7	3.10	3.28	+ 5.8



1313

次に $\beta$ -K曲線を使って $K_1$ の時の $\beta$ を $\beta_1$ ,  $Z_{in}$ を $Z_{in1}$ ,  $K_2$ の時 $\beta$ を $\beta_2$ ,  $Z_{in}$ を $Z_{in2}$ とすれば

(13), (14)式の手順でZinの変化が求まる。

ただし  $\theta_1 = \tan^{-1}Q_1$   $\theta_2 = \tan^{-1}Q_2$ 

4.1.2 動作減衰量 B の変化

動作減衰量Bは(1)'式より

 $B = 10 \log(1 + K^2 + 2K\cos\theta)$ 

 $\therefore K = -\frac{R_2}{R_2}$ 

 $V_2$  $B=20\log \frac{V_2}{V_2}$ Am: 較正された高周波電流計 V.V: 較正されたバルボル  $\therefore \quad V_2' = \frac{R_2 \, if}{N_2}$ R2: 標準加減抵抗器 第13図 Zin, B 測 定 回 路

5. 結 言

増幅整流回路をトランジスタ化した場合のIDFトランスの特性に ついて述べてきたが,結果をとりまとめると次の点が上げられる。 (1) IDFトランスの設計においては,簡略化した等価回路より 導いた設計式で大体近似できる。この設計手順は第2表の順序に よれば良い。

(2) 上の設計式による値は実測値とは多少異なる。すなわち Zinの値では平均4%, Bでは8%の差があるが,この点を考慮 する必要のある場合には第3表の値により補正すれば良い。

(3) IDFトランス用コア材としては高周波におけるµ, Qの高いものが良く,その意味ではパーマロイテープの薄いものが良い。 パーマロイ鉄心の体積はそのほかの条件を一定とすればµに反比例する。

(4) IDFトランス設計において、 $K = \left| \frac{R_2''}{Z_0} \right|$ を定めなければ ならないが、このKは動作減衰量Bをいくらまで許すかによって 定まる。この点は増幅整流器の増幅度との関連を考えて定まる。 Kを大きくとれば IDFトランスは小形化されるが B は大きくな る。

(5) トランス用コア材の検討は試料の都合で十分行えなかった が、この点はあとで検討することにする。コアの実効 µ、Q がわ かれば第2表の設計式によりそのコア材に適した IDFトランスが



Bの変化はKの変化を求めればB-K曲線よりただちに求まる。 設計時に $K_1$ ,  $\mu_1$ ,  $Q_1$ であったものが $K_2$ ,  $\mu_2$ ,  $Q_2$ に変化したと すれば, 第7図  $\gamma$ -Q 曲線を使って

 $K_2 = \frac{\gamma_1 \,\mu_1}{\gamma_2 \,\mu_2} K_1$ 

ただし  $\theta_1 = \tan^{-1}Q_1$   $\theta_2 = \tan^{-1}Q_2$ 

設計できる。

---- 69 -----

終りに試料の製作にご協力いただいた東北金属工業株式会社斉藤 氏,田中氏に深く感謝申しあげる。

参考文献 (1) 中野,大野,平子: "SATT 方式の考察"日評 (31-9) (2) 角川正: "通信用変成器"通信工学工座 7-B