

電壓制御에 의한 VNIC 回路의 構成에 관하여 (Construction of VNIC Circuit Based on Voltage Control)

金 在 昌*
(Kim, Jae Chang)

要 約

VNIC를 構成하는 方法으로서, 共通베이스接續回路의 베이스端子에 制御電壓을 印加하는 方法을 提案하고 이것을 모델화한다. 短絡安定型은 制御電壓을 入力電壓에 從屬하도록 함으로써 實現가능하며, 開放安定型은 入力電流에 從屬인 出力電壓에 比例하도록 함으로써 가능하다. 提案한 回路모델에 의하여, 回路를 構成하고 解析하여, 回路모델의 構成技法의 妥當性을 찾고, VNIC의 構成理論을 平易化하고자 한다.

Abstract

Networks showing open and short stable voltage inversion negative immittance converter(VNIC) characteristics are proposed by simplified equivalent model. Open stable VNIC characteristics can be obtained by controlling the base voltage of common base connection according to output voltage and short stable VNIC characteristics according to input voltage. An unbalanced circuit showing open and short stable characteristics is constructed and analyzed. The experimental results are coincident with the calculated within 10% error.

1. 緒 論

負임피던스變換器¹⁾(NIC; Negative Immittance Converter)는 出力側에 임피던스 Z_L (어드미턴스 Y_L)을 接續했을 때, 入力側에서 본 임피던스(어드미턴스)가 $-KZ_L(-Y_L/K)$ 이 되는 4端子回路를 말한다. 여기서 $K(>0)$ 는 임피던스變換比이다.

負임피던스變換器에는 入出力電流가 同位相이고 入出力電壓이 逆位相인 電壓反轉型負임피던스變換器²⁾(VNIC; Voltage Inversion Negative Immittance Converter)와 入出力電壓은 同位相이나 入出力電流가 逆位相인 電流反轉型負임피던스變換器³⁾(INIC; Current Inversion Negative Immittance Converter)가 있다.

또한 入力電流를 獨立變數로 하고, 入力電壓을 從屬變數로 하는 경우를 開放安定型(open stable)이라고 하며, 入力電壓을 獨立變數로 하고 入力電流를 從屬變

數로 하는 경우를 短絡安定型(short stable)이라고 한다.

이미 發表된 VNIC 및 INIC回路는 여러 가지²⁾⁻³⁾가 있으며, 이 중에는 構成原理를 回路網으로 表示한 다음, 回路를 제시한 것²⁾⁻⁴⁾과, 回路를 제시한 후 解析한 것⁵⁾⁻¹⁰⁾도 있다.

한편으로는 Nullator¹⁴⁾, Norator¹⁴⁾를 사용한 Nullor 모델^{15), 16)}에 의해 實現된 基本페턴¹⁷⁾에 따라 NIC回路의 構成方法이 說明되기도 한다.

本 論文에서는 VNIC의 構成方法으로서 트랜지스터 共通베이스接續回路의 베이스端子에 外部回路에 의하여 制御電壓을 마련해 주는 回路모델構成方法을 提案하고, 이 制御電壓을 入力 또는 出力電壓에 比例하도록 함으로써 短絡 또는 開放安定 VNIC가 構成되도록 한다.

그리고 여기서 얻어진 回路모델을 使用하여 制御電壓을 共通베이스接續一般增幅器로서 마련하여 實現한 不平衡型 VNIC를 構成하고, 短絡 및 開放安定型의 各 case에 대하여 解析하고, 實驗結果와 比較檢討한다.

그리하여 著者の 回路모델의 構成技法과 解析方法을

* 正會員, 釜山大學校 工科大學 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Pusan National University
接受日字: 1974年 4月 16日

考察하여, 이들에 대한 妥當性을 찾으며, 構成理論을 平易化하려고 한다.

2. VNIC의 特性回路모델

트랜지스터의 共通베이스接續의 簡略화된 等價回路는 그림 2.1과 같이 表示될 수 있다. VNIC는 入力電流과 出力電流가 同位相이기 때문에 共通베이스 및 共通콜렉터接續方法을 생각할 수 있으나, 入出力電流의 差가 심한 共通콜렉터接續方式은 實用性이 적으므로 共通베이스接續方法을 擇하였다.

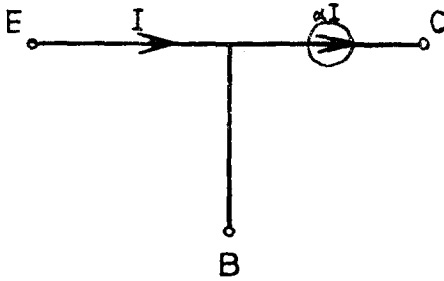


그림 2.1 共通베이스接續等價回路
Fig. 2.1 Equivalent circuit of common base connection

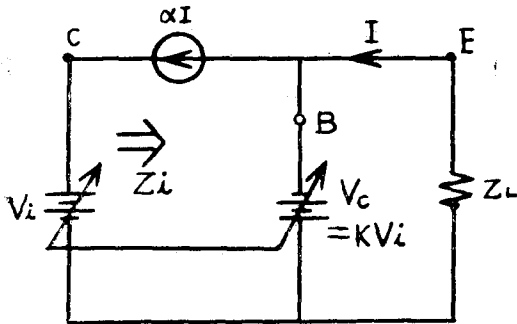


그림 2.2 短絡安定 VNIC特性回路모델
Fig. 2.2 Network model realizing short stable VNIC characteristics

그리고 그림 2.1의 等價回路를 使用하여 VNIC特性을 나타내는 回路모델로서 短絡安定 및 開放安定特性을 얻고자 그림 2.2 및 그림 2.3과 같은 回路모델을 提案한다.

2.1 短絡安定 VNIC

그림 2.2의 回路모델에서 V_c 는 入力電壓 V_i 에 從屬하는 制御電壓이며,

$$V_c = KV_i \tag{2.1.1}$$

라고 가정한다. K 는 比例常數이다.

그러면,

$$I = KV_i / Z_L \tag{2.1.2}$$

가 되고, 入力임피던스 Z_i 는,

$$Z_i = -\frac{V_i}{\alpha I} = -\frac{V_i}{\alpha KV_i / Z_L} = -\frac{Z_L}{\alpha K} \tag{2.1.3}$$

이 되어 變換比가 $1/\alpha K$ 인 VNIC가 된다.

2.2 開放安定 VNIC

그림 2.3의 回路모델에서 V_c 는 出入電壓 V_o 에 從屬하는 制御電壓이며,

$$V_c = KV_o$$

라고 가정한다. K 는 比例常數이다.

그러면,

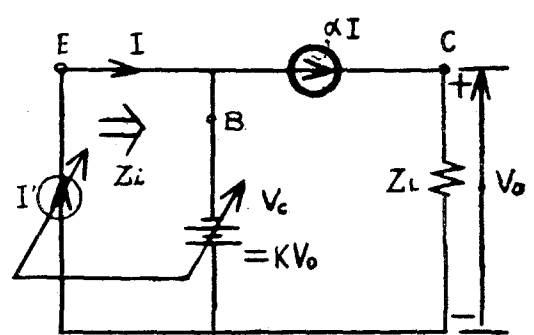


그림 2.3 開放安定 VNIC特性回路모델
Fig. 2.3 Network model realizing open stable VNIC characteristics

$$V_o = \alpha I Z_L \tag{2.2.2}$$

가 되고, 入力임피던스 Z_i 는,

$$Z_i = -\frac{KV_o}{I} = -\frac{K\alpha I Z_L}{I} = -\alpha K Z_L \tag{2.2.3}$$

이 되어 變換比가 αK 인 VNIC가 된다.

한편 그림 2.2와 그림 2.3의 回路모델의 關係를 比較해 보면 다음의 事實을 알 수 있다.

즉 그림 2.2의 回路모델에서 入力電壓電源端子에 負荷를 接續하고, 負荷端子를 入力電流電源端子로 보면,

$$V_c = KV_o \tag{2.2.4}$$

가 된다.

또 그림 2.3의 回路모델에서 마찬가지로 入力電流電源端子에 負荷를 接續하고, 負荷端子를 入力電壓電源端子로 보면,

$$V_c = KV_i \tag{2.2.5}$$

로 된다.

따라서 式(2.2.4)와 式(2.2.5)의 性質을 檢討해 보면, 그림 2.2에 의해 構成된 回路의 他端은 그림 2.3의 回路모델의 性質을 그대로 나타내며, 逆도 그대로 成立할 것이다.

3. 회로의構成 및 動作推定

그림 2.2 및 2.3의 회로모형을 기본으로 하여 트랜지스터로써 構成한 不平衡型回로는 그림 3.1과 같다. 그림 3.1(a)는 短絡安定型이고 그림 3.1(b)는 開放安定型 VNIC 회로이다.

3.1 短絡安定 VNIC의 構成 및 動作推定 그림 2.2의 회로모형에서 入力電壓 V_i 에 從屬인 制御電壓 V_o 를 그림 3.1(a)에 點線으로 表示한 共通에미터 一般增幅器로써 實現하였다. V_{CC} 는 콜렉터바이어스로 그림 2.2의 電流電源 αI 를 代換해 준다. R_{b1} , R_b 는 回路安定用, R_1, R_2 는 TR_2 의 바이어스用이다.

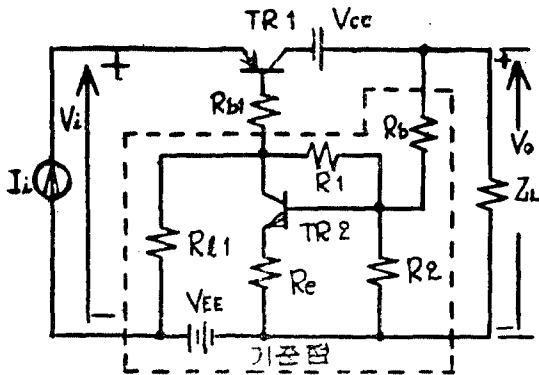


그림 3.1 (a) 短絡安定型
Fig. 3.1 (a) short stable type

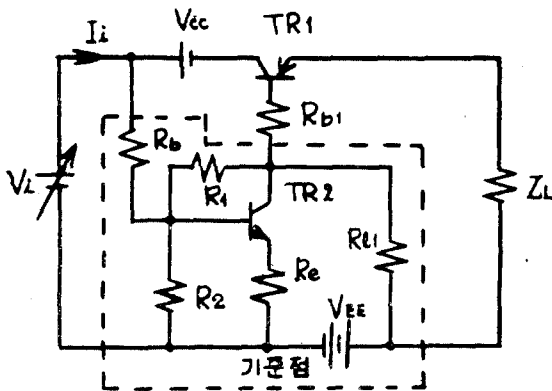


그림 3.1 (b) 開放安定型
Fig. 3.1 (b) open stable type

이 회로의 動作은 다음과 같이 推定된다. 즉 $V_i=0$ 인 狀態에서는 TR_2 가 動作하지 않고, 따라서 TR_2 의 콜렉터電位는 V_{EE} 가 되며, 그 結果 TR_1 역시 動作하지 않게 되어 $I_i=0$ 가 된다. 그러나 V_i 가 增加하여, TR_2 의 에미터-베이스間의 電壓 V_{BE2} 가 h 정수를 써서,

$$V_{BE2} = \frac{h_{ie2} V_i}{h_{ie2} - R_b} > V_{r2} \quad (4.1.1)$$

만, h_{ie2} ; TR_2 의 베이스단자에서 본 入力 임피던스, V_{r2} ; TR_2 의 cut-in電壓.

가 되면, TR_2 의 增幅作用에 의하여 TR_2 의 콜렉터電壓 V_{C2} 는 감소하고, TR_1 의 에미터-베이스間의 順方向電壓이 增加하여, TR_1 의 콜렉터電流를 增加시키며, 이것은 入力電流를 形成할 것이며, 負의 電流가 될 것이다. 따라서 V_i 의 增加에 對하여 I_i 는 負로서 增加하기 때문에 入力特性은 VNIC特性을 나타낸다. 그러나 V_i 가 계속 增加하면, TR_2 는 포화되며, TR_2 의 콜렉터電位 V_{C2} 는 포화전압으로 될 것이다. V_i 가 더 增加하면 TR_1 역시 포화영역에 들게 되고 따라서 오히려 콜렉터電流는 감소할 것이다.

3.2 開放安定 VNIC의 構成과 動作推定

그림 2.3의 회로모형에서 入力電流에 從屬인 制御電壓을 그림 3.1(b)의 點線으로 表示한 共通에미터一段 增幅器를 써서 代換하므로써 實現하였다. 물론 여기서 制御電壓은 그림 2.3에 表示된 바와 같이 出力電壓을 增幅하여 얻은 電壓이다.

이 회로의 動作은 다음과 같이 推定된다. 즉 入力電流 $I_i=0$ 인 初期狀態에서는 TR_1 , TR_2 가 동작하지 않는 狀態이고, 이 때 入力端子電壓 $V_i=0$ 이다. 그러나 I_i 가 增加하면, 出力電壓 V_o 가 增加하여 TR_2 의 에미터-베이스間의 電壓 V_{BE2} 가

$$V_{BE2} = \frac{h_{ie2}}{h_{ie2} - R_b} V_o > V_{r2} \quad (3.2.1)$$

가 되면, TR_2 의 增幅作用에 의하여, TR_2 의 콜렉터電壓은 감소한다. 이 電壓의 감소分은 저항 R_1 의 電壓降下分 V_{R1} 에 해당하며, TR_1 의 에미터와 TR_2 의 콜렉터사이의 電壓을 V_{E1C2} 라고 하면, V_i 는

$$V_i = -V_{R1} - V_{E1C2} \quad (3.2.2)$$

가 된다. 따라서 $V_{R1} > V_{E1C2}$ 가 되는 순간부터 入力特性은 VNIC特性을 나타내게 될 것이다. 그러나 I_i 가 계속 증가하면 TR_2 는 콜렉터-에미터間의 電壓 V_{CE2} 가 거의 0인 포화영역에서 動作하게 되고, 따라서 V_i 는 포화될 것이다. I_i 가 더욱 增加하면, 오히려 TR_2 의 콜렉터電流는 감소하게 되고, 그 結果 V_{R1} 이 감소하여, V_i 는 增加하게 될 것이다.

4. 構成된 回路의 入力임피던스

그림 3.1(a)(b)의 T形等價回로는 各各 그림 4.1(a)(b)와 같다. 이 等價回路에서 入力임피던스는 다음과 같이 구해진다.

4.1 短絡安定型의 入力임피던스

그림 4.1(a)의 等價回路의 回路方程式은 다음과 같

다.

$$\begin{aligned}
 V_i &= (R_b + R_2)I_i - R_2I_f - R_2I_b + \alpha(R_b + R_2)I_e \\
 0 &= R_2I_i - R_2I_f - \{R_2 + (1 + \beta)R_E + r_b\}I_b + \alpha R_2I_e \\
 &\quad (4.1.1) \\
 0 &= R_2I_i - (R_2 + R_{11} + R_1)I_f - (R_2 - \beta R_{11})I_b \\
 &\quad + \{\alpha R_2 - (1 - \alpha)R_{11}\}I_e \\
 0 &= R_{11}I_f - \beta R_{11}I_b + \{r_e + (1 - \alpha)(R_{B1} + R_{11}) + Z_L\}I_e
 \end{aligned}$$

단, $R_{B1} = r_b + R_{b1}$, $R_E = r_e + R_e$

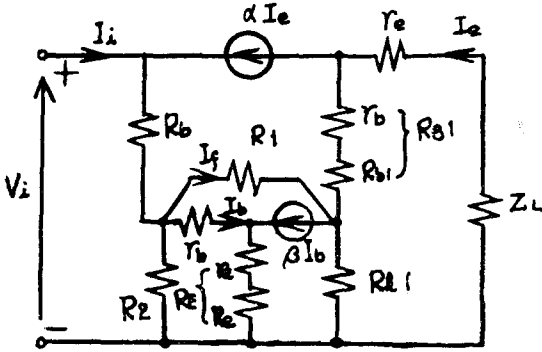


그림 4.1 (a) 그림 3.1(a)의 등가회로
Fig. 4.1 (a) Equivalent circuit of Fig.3.1(a)

있다.

4.2 開放安定型의 人力임피던스

그림 4.1(b)의 等價회로의 回路方程式은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 V_i &= \{r_e + (1 - \alpha)(R_{B1} + R_{11})\}I_i - \beta R_{11}I_b + R_{11}I_f \\
 0 &= -\alpha R_2I_i + \{R_2 + (1 + \beta)R_E + r_b\}I_b + R_2I_f + R_2I_e \\
 &\quad (4.2.1) \\
 0 &= \{(1 - \alpha)R_{11} - \alpha R_2\}I_i + (R_2 - \beta R_{11})I_b \\
 &\quad + (R_{11} + R_1 + R_2)I_f + R_2I_e \\
 0 &= \alpha(R_2 + R_b)I_i - R_2I_b - R_2I_f - (R_2 + R_b + Z_r)I_e
 \end{aligned}$$

여기서,

$$\left. \begin{aligned}
 R_1 &> R_2, \quad r_b + R_E \\
 R_2 &\gg r_b, R_b \\
 \alpha &\approx 1, \quad r_e \approx 0 \\
 R_b &\ll (1 + \beta)R_E
 \end{aligned} \right\} (4.2.2)$$

라고 가정하여, 人力임피던스 Z_L 를 구하면, 즉,

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} \approx \frac{-\beta R_{11}R_2Z_L}{\{R_2 + (1 + \beta)R_E\}(R_b + Z_L) + R_2(1 + \beta)R_E} \quad (4.2.3)$$

$$\approx -\frac{R_{11}}{R_E}Z_L \quad (4.2.4)$$

로 된다.

5. 構成된 回路의 實驗 및 結果

實驗에 使用한 回路는 그림 3.1(a)(b)와 같다. 단 그림 3.1(b)의 電流電源 I_i 는 電壓電源 V_i 와 抵抗 R_s 로 代치하였다.

回路의 諸定數는 다음과 같다.

5.1 短絡安定型

$TR_1 = CS 9012H$ 로서 $\alpha = 0.991, r_e = 2\Omega, r_b = 264\Omega, r_c = 1.35M\Omega, TR_2 = CS 9013H$ 로서 $\beta = 114, r_e = 2\Omega, r_b = 312\Omega, r_c = 1M\Omega$, 이며, $R_b = 450\Omega, R_1 = 140K\Omega, R_2 = 42K\Omega, R_{b1} = 0\Omega, R_e = 470\Omega, R_{11} = 550\Omega, Z_L = 1.00, 1.29, 1.50, 1.94, 2.44, 2.90K\Omega$ 을 各各 攄하였으며, 電源은 $V_{CC} = 6.5V, V_{EE} = 13.5V$ 로 하였다.

V_i 의 變化에 對한 I_i 特性을 그림 5.1에 表示하였으며, V_i 대 기준점에 對한 各部의 電壓을 그림 5.2에 表示하였다. 여기서 V_{E1}, V_{B1}, V_{C1} 은 기준점에 對한 TR_1 의 에미터, 베이스, 콜렉터電位이며, V_{E2}, V_{B2}, V_{C2} 는 기준점에 對한 TR_2 의 에미터, 베이스, 콜렉터電位이다.

5.2 開放安定型

$R_1 = 107K\Omega, R_b = 0\Omega, R_e = 470\Omega, R_{11} = 550\Omega, R_{b1} = 0\Omega$ 을 攄하였으며, 기타 素子의 값은 短絡安定型과 同一하다. $Z_L = 1.00, 1.29, 1.50, 1.94, 2.44, 2.90K\Omega$ 을 各各 攄하였으며, R_s 는 $6K\Omega$ 을 使用하였다.

I_i 의 變化에 對한 V_i 特性을 그림 5.3에 表示하고, I_i 대 기준점에 對한 各部의 電壓을 그림 5.4에 表示

여기서,

$$\left. \begin{aligned}
 R_1 &\gg R_2, \quad r_b + R_E \\
 R_2 &\gg r_b, \quad r_b \\
 \beta R_{11} &\gg Z_L, \quad r_e \approx 0 \\
 R_2 &\approx (1 + \beta)R_E, \quad \alpha \approx 1
 \end{aligned} \right\} (4.1.2)$$

라고 가정하여, 人力임피던스 Z_L 를 구하면, 즉,

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} \approx \frac{-(1 + \beta)R_E R_2 Z_L}{\beta R_{11} R_2 - \{R_2 + (1 + \beta)R_E\}Z_L} \quad (4.1.3)$$

$$\approx -\frac{R_E}{R_{11}}Z_L \quad (4.1.4)$$

로 되며, R_{11}, R_E 의 값에 따라 變換比를 임의로 할 수

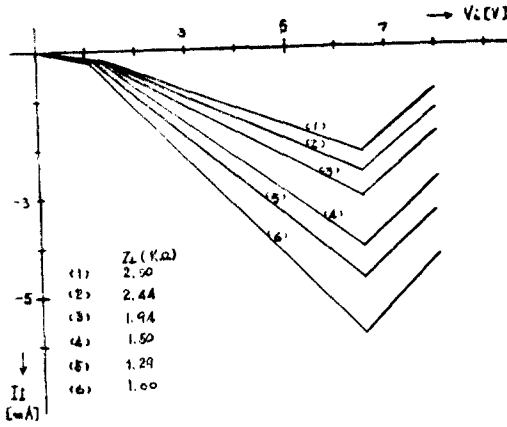


그림 5.1 Z_L 의 변화에 대한 V_c-I_i 특성(短絡安定型)
Fig. 5.1 V_c-I_i characteristic curves generated by varying Z_L (short stable type)

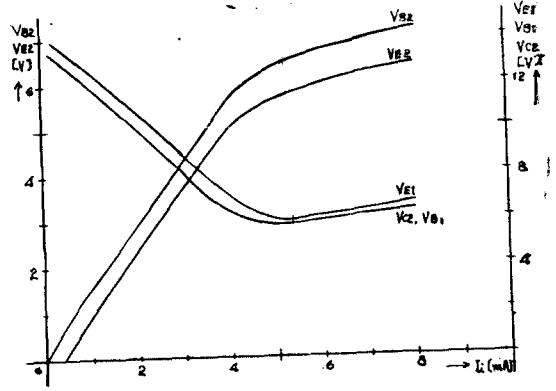


그림 5.4 $I_i-V_{E1}, V_{E2}, V_{B1}, V_{B2}, V_{C2}$ 특성(開放安定型, $Z_L=1.5K\Omega$)
Fig. 5.4 $I_i-V_{E1}, V_{E2}, V_{B1}, V_{B2}, V_{C2}$ characteristics(open stable type)

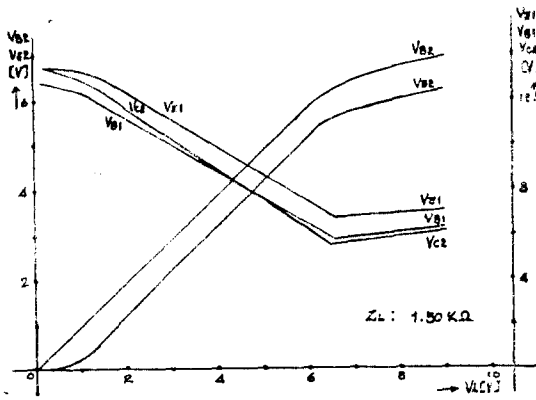


그림 5.2 $V_i-V_{E1}, V_{E2}, V_{B1}, V_{B2}, V_{C2}$ 특성(短絡安定型, $Z_L=1.5K\Omega$)
Fig. 5.2 $V_i-V_{E1}, V_{E2}, V_{B1}, V_{B2}, V_{C2}$ characteristics(short stable type)

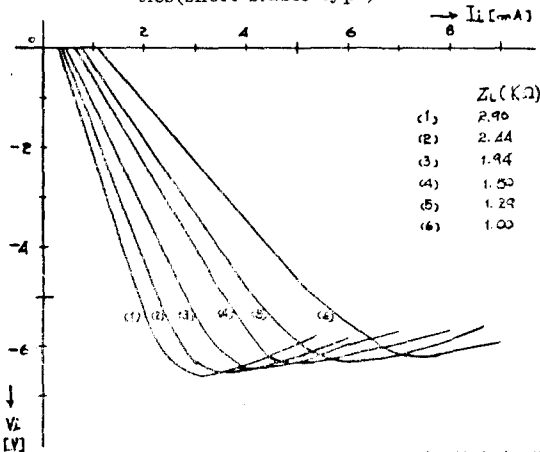


그림 5.3 Z_L 의 변화에 대한 I_i-V_c 특성(開放安定型)
Fig. 5.3 I_i-V_c characteristic curves generated by varying Z_L (open stable type)

하였다. 各 部에 대한 電壓表示方法은 短絡安定型과 同一하다.

6. 고찰

그림 5.1과 5.3의 人力特性上에서 求한 人力임피던스와 式(4.1.4)와 式(4.2.4)에 의해 求한 人力임피던스를 表1과 表2에 各各 表示하였다.

短絡安定型의 경우, 式(4.1.3)에서 $\beta R_1 R_2 \gg \{R_2 + (1 + \beta)R_E\}Z_L$ 이라고 가정하여 式(4.1.4)를 유도하였으나 Z_L 이 커지면 $\{R_2 + (1 + \beta)R_E\}Z_L$ 이 무시될 수 없게 되어, 이것이 오차를 증가시키는 원인이 되었다.

開放安定型의 경우도 마찬가지로 式(4.2.3)에서 $\{R_2 + (1 + \beta)R_E\}(R_E + Z_L) \ll R_2(1 + \beta)R_E$ 라고 가정하여 무시하였으나, 실제로는 무시될 수 없게 되어 전체적으로 오차를 증가시키는 원인이 되었다.

그림 5.1과 5.3의 人力特性上에서 求한 人力임피던스는 人力特性이 直線인 구간에서의 人力임피던스이다. 表1과 表2에 表示된 바와 같이 短絡安定型과 開放安定型의 경우 계산치와 실측치사이의 平均오차는 各各 -8.19%와 -3.69%로서 10%이내의 오차범위를 만족하였다.

그리고 短絡 또는 開放安定의 경우 制御電壓을 마련해 주는 共通에미터接地增幅器의 人力임피던스를 크게 해 줄수록 미소한 人力 또는 出力電流의 短絡現象을 줄일 수 있기 때문에 特性이 改善된다.

한편 그림 5.2 및 5.4의 電壓特性에 의해 3節의 그림 3.1(a)(b)의 回路의 動作推定을 確認할 수 있다. 回路가 不平衡型이며, 트랜지스터의 特性으로 인하여, 短絡 또는 開放安定의 경우, R_i 또는 I_i 가 0인 상태에서 動作이 始作되지 않고, 回路에 의해 주어지는 어떤 값

을 가진 후에 動作을 하기 始作하였다.

이 회로에 의해 필요로 하는 負임피던스를 負荷値의 變化에 의해 큰 오차없이 얻을 수 있으며, 變換比 역시 임의로 조정이 가능함을 보였다.

表 1 실측치와 계산치의 비교(短絡安定型)
Table 1 Data for the short stable type

$Z_L(K\Omega)$	계산치(KΩ) (c)	실측치(KΩ) (m)	오차(%) $\left(\frac{c-m}{c} \times 100\right)$
1.00	0.86	0.95	-10.47
1.29	1.10	1.18	-7.27
1.50	1.28	1.38	-7.81
1.94	1.66	1.79	-7.83
2.44	2.08	2.24	-7.70
2.90	2.48	2.68	-8.06

表 2 실측치와 계산치의 비교(開放安定型)
Table 2 Data for the open stable type

$Z_L(K\Omega)$	계산치(KΩ) (c)	실측치(KΩ) (m)	오차(%) $\left(\frac{c-m}{c} \times 100\right)$
1.00	1.17	1.20	-2.56
1.29	1.51	1.50	-0.66
1.50	1.76	1.73	-1.71
1.94	2.27	2.20	-3.08
2.44	2.85	2.65	-7.02
2.90	3.39	3.15	-7.08

7. 結 論

VNIC의 構成技法에 있어서, 共通베이스 接續回路를 基本으로 하여, 베이스端子에 人力電壓 또는 人力電流에 從屬인 出力電壓에 比例하는 制御電壓을 마련해 줌으로서, 短絡安定 또는 開放安定型 VNIC 회로를 構成할 수 있음을 보였다.

그리고 이 制御電壓을 에미터 接地一段 增幅器에 의해 實現하여, 不平衡型 VNIC 회로를 構成하였다.

構成된 회로의 短絡安定 및 開放安定特性을 各各 推定解析하고, 實驗에 의해서 回路解析 및 回路構成의 技法이 妥當함을 確認하였다.

回路解析에서 얻은 人力임피던스와 實驗에 의해 구한 人力임피던스가 오차 10% 이내로서 거의 일치하였다.

따라서 이 회로에 의해 필요한 負임피던스를 負荷値에 의해서 임의로 얻을 수 있으며, 變換化를 변경시킴으로서 역시 負임피던스의 調整이 가능하다.

謝意

본 연구의 進行과정에 있어서 여러가지로 지도 鞭撻하여 주신 부산대학교 전자공학과 朴義烈선생님께 眞심으로 감사를 드립니다.

參 考 文 獻

1. L.P.Huelsman, A Fundamental Classification of Negative Immittance Converters, IEEE International Convention Record, Vol. 13, Part 7, p.113-118, 1965
2. A.I. Larky, Negative Impedance Converters, IRE. Trans., CT-4, p.124, 1957
3. A.H. Marshak, Direct-Coupled Negative Impedance Balanced Converters, Electron. Letters, Vol.1, p.142-143, July 1965
4. B.R. Myers, New Subclass of Negative Impedance Converters with improved gain-product sensitivities, Electron. Letters, Vol.1, p.68-70, May 1965
5. J.G. Linvill, Transistor Negative-Impedance Converters, Proc. IRE, Vol.41, p.725-729, June 1953
6. Takesi Yanagisawa, RC Active Networks Using Current Inversion Type Negative Impedance Converters, Trans. IRE, CT-4, p.140, September 1957
7. S.S. Hakim, Some New Negative Impedance Converters, Electron. Letters, Vol.1, p.9-10, March 1965
8. C.D. Todd, A Versatile Negative Impedance Converters, Semiconductor Prod., Vol.6, p.25-29, May 1963
9. Chang Kiane Kuo and Kendall L. Su. Some New Four-Terminal NIC Circuits, IEEE Trans. Circuit Theory, August 1968
10. H.E. Kallmann, A Simple DC-AC Negative Impedance Converter, Offering Symmetrical N-type and S-type Negative Resistance, Based on a circuit of A.H. Marshak, Proc. IEEE, p.199-200, Feb.1964
11. J.L. Merrill, Theory of the Negative Impedance Converters, Bell sys. Tech. Jour. Vol.30, p.99-109, Jan.1951
12. W.R. Lundry, Negative Impedance Circuits-Some Basic Relations and Limitations, IRE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-4, p.132

- 139, September 1957
13. A.S. Morse, The use of Operational Amplifiers in Active Network Theory, Proc. of the Nat'l. Elec. Conf., Vol.20, p.947-962, July 1960
 14. A.C. Davies, The Significance of Nullators, Norators and Nullors in Active Network Theory, Radio Engrg., Vol.34, p.259-267., 1967
 15. G. Martinelli, On the nullor, Proc. IEEE, Vol.53, p.332, Mar. 1965
 16. B.R. Myers, Nullor Model of the Transistor, Proc. IEEE, Vol.53, p.758-759, July 1965
 17. J. Braun, Equivalent NIC Networks with Nullators and Norators, Trans. IEEE, CT-12, p.441-442, 1965