

負性インピーダンスと双方向性増巾器に就て

鳥 取 孝 太 郎

On the Negative Impedance and the Both directional Amplifier

Kōtarō TOTTORI

This report is the result that compared experimentally desirable gains and characteristics of both-directional amplifier possessing image impedance, researching characteristics of so-called negative impedance converter. that utilized apparent internal impedance based upon the feed-back circuit of vacuum-tube amplifier and applying it to the four pole network.

〔Ⅰ〕 緒 言

真空管増巾器の饋還回路による見掛上の内部インピーダンス、即ち陰極側又は陽極側より見たる入力インピーダンスは G. Crisson⁽¹⁾の所謂直列型負性インピーダンス、又は並列型負性インピーダンスとなる場合がある。何れも与えられたインピーダンスを適当に調整すれば、反対側の入力インピーダンスは所望の負性インピーダンス⁽¹⁾が得られる。近時 J. L. Merrill は此種を利用した負性インピーダンス変換器の理論を発表された。米国に於て此の変換器⁽⁵⁾に基き “E-1 Repeater” 更に “E-2 Repeater”⁽⁶⁾ 及び E-23 Repeater” と称して電話回線に挿入し、ダブリング損失を補償し、心線の細線化と良質の通話を目的とする簡易経済的な 2 線式中継器が実用化さるに至つた。

本報告は此種の饋還回路による負性インピーダンス変換器の特性を検討し、之を特殊な四端子回路網に適用し、所望の利得と所望の影像インピーダンスを有する双方向性増巾器としての特性を実験的に比較した結果の概要である。

〔Ⅱ〕 負性インピーダンス変換器

図—1 の如き単一饋還回路に於て、 μ は真空管の増巾率、 R_i は陽極抵抗、 β は電圧饋還比、 Z_t

表 — 1

饋還種別	Z_{rf}	Z_{rp}	備 考
1. 電 圧 正		$\frac{R_i}{1-\mu\beta}$	Z_{rp} : 並列型負性インピーダンス
2. 電 圧 負		$\frac{R_i}{1+\mu\beta}$	
3. 電 流 正	$\frac{R_i}{1-\mu} + \frac{1}{1-\mu} Z$	$R_i + (1-\mu)Z_t$	Z_{rp} : 並列型負性インピーダンス Z_{rf} : 直列型負性 “ ”
4. 電 流 負	$\frac{R_i}{1+\mu} + \frac{1}{1+\mu} Z$	$R_i + (1+\mu)Z_t$	
5. 電圧正電流負	$\frac{R_i}{1+\mu} + \frac{1-\mu\beta}{1+\mu} Z$	$\frac{R_i}{1-\mu\beta} + \frac{1+\mu}{1-\mu\beta} Z_t$	Z_{rf} : 直列型負性インピーダンス Z_{rp} : 並列型 “ ”
6. 電圧負電流正	$\frac{R_i}{1-\mu} + \frac{1+\mu\beta}{1-\mu} Z$	$\frac{R_i}{1+\mu\beta} + \frac{1-\mu}{1+\mu\beta} Z_t$	Z_{rf} : 並列型負性インピーダンス Z_{rp} : 直列型 “ ”
7. 電圧正電流正	$\frac{R_i}{1-\mu} + \frac{1-\mu\beta}{1-\mu} Z$	$\frac{R_i}{1-\mu\beta} + \frac{1-\mu}{1-\mu\beta} Z_t$	
8. 電圧負電流負	$\frac{R_i}{1-\mu} + \frac{1+\mu\beta}{1+\mu} Z$	$\frac{R_i}{1+\mu\beta} + \frac{1+\mu}{1+\mu\beta} Z_t$	

は電流饋還とする。かかる回路の陰極側から見た入力インピーダンスを Z_{rf} 、又陽極側から見た入力

インピーダンスを Z_{rp} とすれば、該回路を等価回路或はマトリックスで処理して算出して求めたのが表-1である。

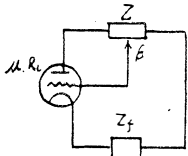


図-1 単一饋還回路

従つて負性インピーダンス変換器として利用し得るのは表-1の(3)、(5)及び(6)の場合である。そこで所謂変換比 $-K$ として(3)は $1-\mu$ 、(5)は $\frac{1-\mu\beta}{1+\mu}$ 、(6)は $\frac{1-\mu}{1+\mu\beta}$ とすると、単純化された四端子回路網としての等価回路で表される。Merrill が応用したのは(5)の場合で、之を図示すると図-2(a)及び(b)の如くなる。全図(a)に於て変換器の左側の抵抗は $\frac{R_i}{1+\mu}$ 以外に真空管のバイアス抵抗が附加されるので、その右側即ち陽極側に補償抵抗を挿入すると、結局全図(a)及び(b)は(c)の如くなる。

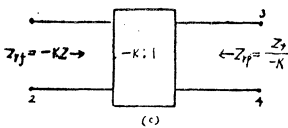
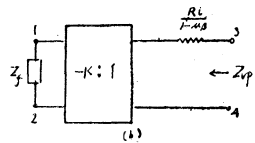
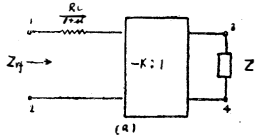


図-2 負性インピーダンス変換器等価回路

従つて負性インピーダンス変換器として処理し得る饋還回路の Z_{rp} 及び Z_{rp} は次式の条件が成立する。

$$\left. \begin{aligned} Z_{ri} &= -KZ_p \\ Z_{rp} &= \frac{Z_i}{-K} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (1)$$

此種見掛上の内部インピーダンスを測定するために用いた負性インピーダンス変換器は図-3の如き電圧正電流負饋還回路である。

図に於て真空管はプッシュプルに接続し各一方の陽極から他方のグリッドへ正饋還する。R はバイアス抵抗、r は補償抵抗、 T_1 、及び T_2 は線路又は上

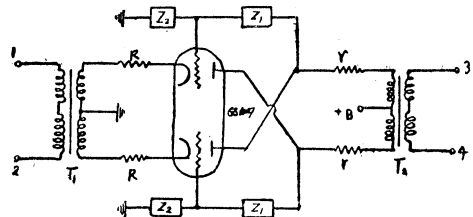


図-3 負性インピーダンス変換器結線図

述の Z_i 或は Z_p に相当する結線網と変換器とを結合する変成器である。

Z_1 及び Z_2 は饋還分圧比 β と決定する素子で $Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C}$ 、 $Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C}$ とすると

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \\ &= \frac{\omega^2 C_1 R_2 (C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2)}{(1 - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2)^2 + \omega^2 (C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2)^2} \\ &\quad + j \frac{\omega C_1 R_2 (1 - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2)}{(1 - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2)^2 + \omega^2 (C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2)^2} \dots \dots \dots (2) \end{aligned}$$

となり、之は円を表し、直径は $\frac{C_1 R_2}{C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2}$ で実軸上にあり、その一端は原点を通り、他端

の周波数は $\frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_1 R_1 R_2}}$ である。

変換比 $-K$ は

$$-K = \frac{1-\mu\beta}{1+\mu} = \frac{1}{1+\mu} - \frac{\mu}{1+\mu} \beta \dots \dots \dots (3)$$

であるから $-K$ は作図上容易に求められる。表-2は備考欄記載の素子に就て周波数の変化に対する β 及び $-K$ の計算値を例示した。

之表より音声周波帯域では $-K$ はその絶対値及び位相は殆ど変化なく、実数と見做して差支えない。勿論素子を変えれば絶対値及び位相が変るから、之を適当に撰べば所望の周波帯域の変換比が得られる。

表 - 2

周波数 c/s	β	$-K$	備 考
3 0 0	0.945 / $-5.^\circ 5$	$-0.854 / -5.^\circ 7$	$\mu = 20$ $C_1 = 0.02 \mu F$ $C_2 = 0.00025 \mu F$ $R_1 = 10 K \Omega$ $R_2 = 250 K \Omega$
1 0 0 0	0.948 / $0.^\circ 85$	$-0.860 / -1^\circ$	
3 0 0 0	0.948 / $-2.^\circ 35$	$-0.858 / 2.^\circ 7$	

以上の如き回路素子を与えた負性インピーダンス Z_{rf} 及び Z_{rp} の特性を測定すると次の通りである。

(i) 直列型負性インピーダンスの測定

変換器図-3に於て、その3~4端子に結線網 Z_p として便宜上純抵抗 R_n を接続し、之を変化して1~2端子より見た直列型負性インピーダンス Z_{rf} の周波数特性は図-4の如くである。但し測定法は全図右上に示す如く、純抵抗 2000Ω を1~2線輪と直列に接続し、他端より見たるインピーダンス Z を測定し Z_{rf} は作図上 $Z_{rf} = Z - 2000$ として求めたのである。

(ii) 並列型負性インピーダンスの測定

図-3の結線図に於て、(i)の場合と反対にその1~2端子に結線網 Z_f として純抵抗 R_n を接続し、之を変化して、3~4端子から見た並列型負性インピーダンス Z_{rp} の周波数特性は図-5の如くである。但し測定

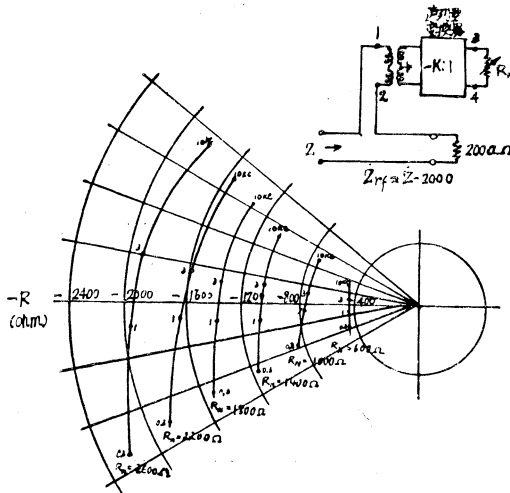


図-4 R_n に対する Z_{rf} 特性

法は全図右上に示す如く、純抵抗 300Ω を3~4線輪と並列に接続して他端より見たるインタピーダンス Z を測定し、 Z_p は作図上 $\frac{1}{Z_{rp}} = \frac{1}{Z} - \frac{1}{300}$ として求めたのである。

以上の測定結果から図-4及び図-5に示す如く、既述の通り実用的可聴周波帯域に於て負性インピーダンスの絶対値及び位相が殆ど変化がなく実数と見做し得る。従て周波数 1000 c/s の場合に於

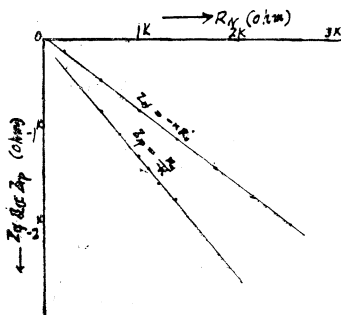


図-6 R_n と Z_{rf} 及び Z_{rp} との関係

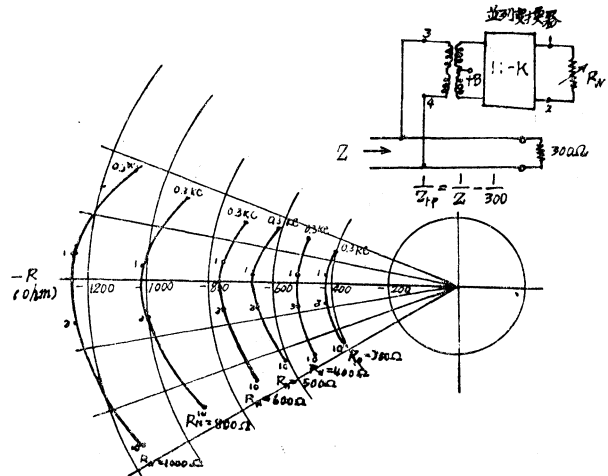


図-5 R_n に対する Z_{rf} 特性

て、結線網 R_n と直列型負性インピーダンス Z_{rf} 及び並列型のそれ Z_{rp} との関係を図示したのが図-6である。何れも直線的となり(1)式を満足し、理論と実験値が殆んど一致することが解明されたわけである。

Ⅲ 映像インピーダンスを有する双方向性増巾器

前説に於ける負性インピーダンス変換器に就て、(1)式が成立するならで Z_{rf} と Z_{rp} とは逆関係が成立し、之等を適当に組合せた四端子回路網に於ては、その映像減衰常数が負、即ち所望の利得が得られ且所望の映像インピーダンスを有する事は明かである。その実験方法として図-7 (a)(b)及び(c)の如き二三の回路方法を試みた。

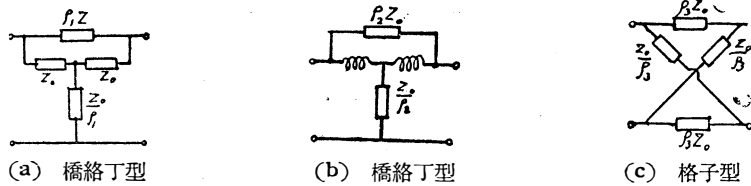


図-7 負性インピーダンス変換器を利用する四端子回路網

而して(a)の橋絡 T 型の利得 G_1 は

$$G_1 = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{1+\rho_1} \right| \text{ db 但し } 0 > \rho_1 > -1 \dots\dots\dots(4)$$

(b) の絡 T 型の利得 G_2 は

$$G_2 = 20 \log_{10} \left| \frac{1 - \frac{\rho_2}{2}}{1 + \frac{\rho_2}{2}} \right| \text{ db 但し } 0 > \rho_2 > -2 \dots\dots\dots(5)$$

(c) の格子型の利得 G_3 は

$$G_3 = 20 \log_{10} \left| \frac{1 - \rho_3}{1 + \rho_3} \right| \text{ db 但し } 0 > \rho_3 > -1 \dots\dots\dots(6)$$

となる。

其上各アームの ρZ_0 及び $\frac{Z_0}{\rho}$ は

$$\left. \begin{aligned} \rho Z_0 &= -K R_n \\ \frac{Z_0}{\rho} &= \frac{R_n}{-K} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(7)$$

なる条件を満足する負性インピーダンス変換器である。

故に上述の各四端子回路網に於ては、映像減衰常数は ρ の函数として表され、 ρ が各々上記の条件付範囲内に於ては負、即ち利得 G が得られ、且つ映像インピーダンス Z_0 とする双方向性増巾器となるわけである。

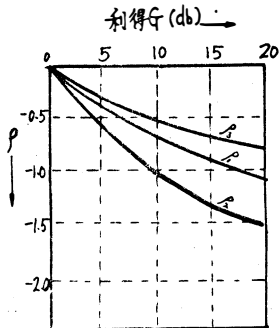


図-8 利得Gと ρ との関係

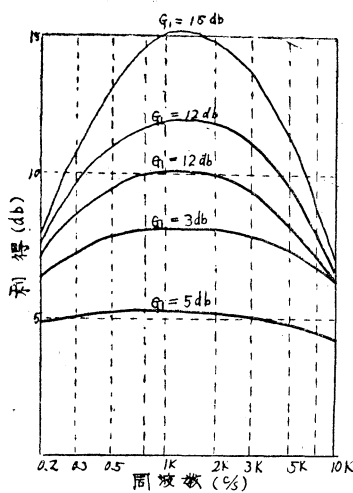
従て以上の各回路網に就て利得 G は条件付 ρ の範囲内に於て計算し得られ、之を図示したのが図-8である。

次に理論上各四端子回路網に就て、所望の利得 G に対する結線網 R_n を求める。即ち図-8より各々所望の利得 G_1, G_2 , 及び G_3 に対する ρ_1, ρ_2 及び ρ_3 を求め、便宜上 Z_0 を純抵抗 600Ω とし、(7)式の条件を満足する如き R_n を図-6より求むると表-3の如くなる。

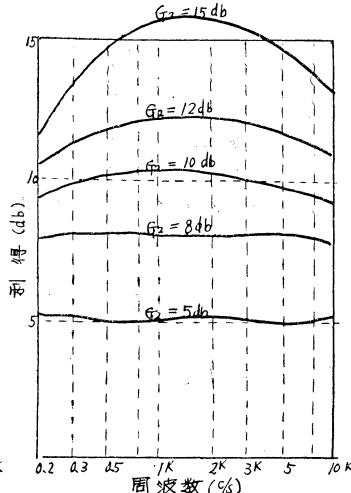
斯くして求めた R_n を図-7の各回路網の負性インピーダンス変換器の結線網側に接続して所望の利得(本例では 5db, 8db, 10db 及び 15db) 即ち増巾特性を検出するための測定結果図-9の通りである。

表 - 3

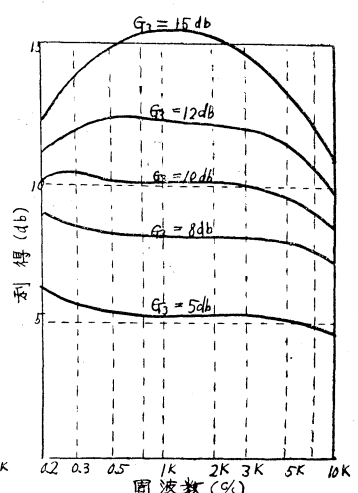
回端子網		利得(db)	5	8	10	12	15
橋格T型 (a)	ρ_1		-0.438	-0.602	-0.684	-0.749	-0.822
	R_n (ohm)	直列型	370	480	550	600	660
		並列型	1100	760	680	615	560
橋格T網 (b)	ρ_2		-0.560	-0.862	-1.038	-1.196	-0.396
	R_n (ohm)	直列型	450	690	830	960	1120
		並列型	850	540	440	370	310
格子型 (c)	ρ_3		-0.280	-0.431	-0.519	-0.598	-0.698
	R_n (ohm)	直列型	450	690	830	960	1120
		並列型	3030	2060	1730	1510	1300



(a) 橋路T型(オ7図a)



(b) 橋路T型(オ7図b)



(c) 格子型(オ7図c)

図-9 図-7 の場合の増巾特性

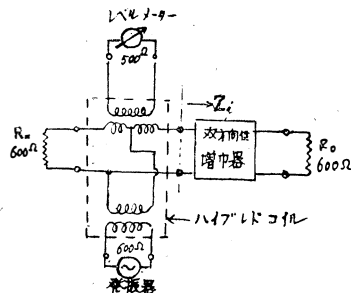


図-10 不整合減衰量測定

同様に図-7の各回路網が所望の映像インピーダンス（本例では600Ω）を有する度合を検出するために其等の不整合減衰量特性を測定した。その測定法は図-10の如くハイブレード線輸法を用いた。従て不整合減衰量の測定値に於て、不整合減衰量は

$$\text{不整合減衰量(db)} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_i + 600}{Z_i - 600} \right| \dots \dots (8)$$

であるから、その実測値より変成器損失及び配分損失に相当する6.6dbを減じた。斯くして図-7の場合の不整合減衰量の周波数特性は図-11の如き実験成果を得た。

尚表-4は図-7(c)の格子型四端子網の場合に就て、測定した入力インピーダンス Z_i により、(8)式より計算で求めた不整合減衰量と、図-10の測定法で得たそれとの比較を示したもので、計算値と測定値とは殆んど一致することが判る。

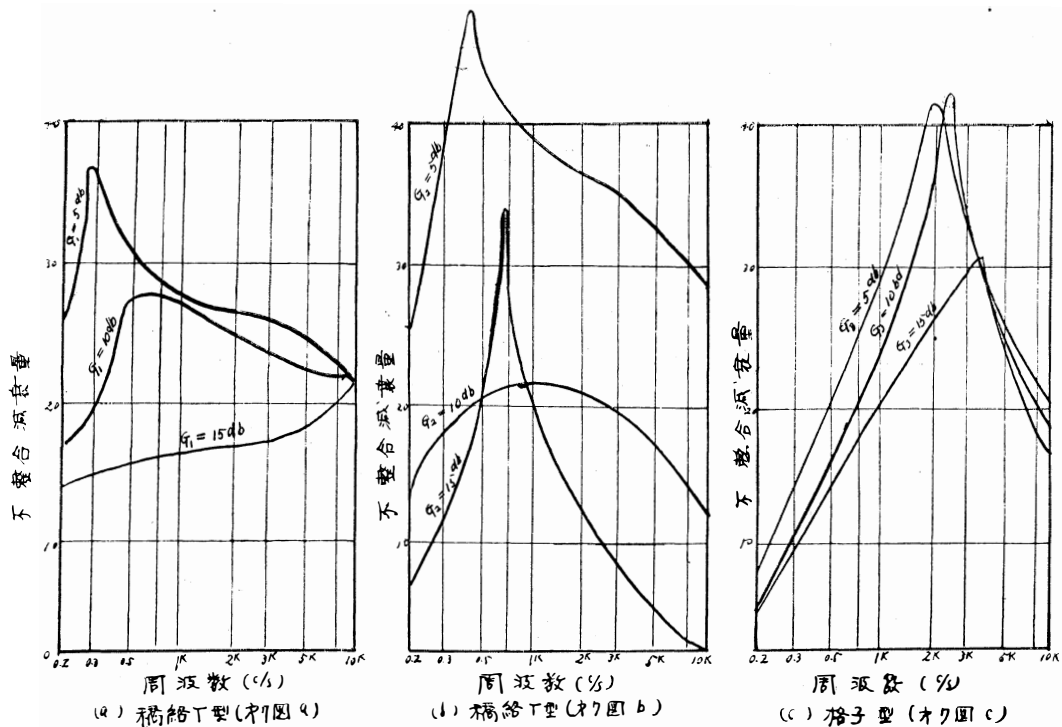


図-11 同(図-7)の場合の不整合減衰量特性

以上の双方向性増巾器の内、図-7(a)の橋絡T型は、古く G. Crisson が“Double Booster”⁽¹⁾と称して、“Twin 21-Type Repeater”に応用した回路である。近く J.L. Merrill 等により第3図を直列インピーダンス型として“E-I Repeater”⁽³⁾⁽⁴⁾に、又図-7(b)の橋絡T型は“E-23 Repeater”⁽⁶⁾に利用に利用せられた回路である。

殊に図-7(b)の橋絡T型は本実験途上、即ち昨年 B. S. T. J 9月号誌上に発表せられ、偶然にも本研究の重要性を示唆している。

IV 結 言

従来、通信線の損失を補償する方法として、装荷線輪方式が用いられたが、最近同様の目的で負性インピーダンスを挿入する方法が実用化されるに至った事は既述の通りである。従て本文記載の如くその基本となる負性インピーダンス変換器、就て、実験的に解明を試みたが、全く予期の成果を得た。又之等を適当に組合せた橋絡T型及び格子型双方向性増巾器に於ても利得は

勿論、影像インピーダンスに於て良好な特性を示した。故にその使用限界の適正と適当な素子を選

第4表

利得 $G_3(\text{db})$	周波数 c/s	Z_i	不整合減衰量db	
			計算	測定値
5	200	$648/51^\circ$	6.4	7.4
	1000	$594/6^\circ$	25.6	27.7
	3000	$586/-1^\circ 7'$	35.0	31.5
	10000	$524/-12^\circ 7'$	17.5	16.6
10	200	$432/63^\circ 5'$	4.0	5.3
	1000	$604.8/10^\circ$	21.15	23.2
	3000	$581/-1^\circ$	35.0	31.6
	10000	$500.4/-13^\circ$	17.0	16.1
15	200	$348/55^\circ 6'$	4.7	5.2
	1000	$591/16^\circ$	17.0	19.5
	3000	$663/-2^\circ 5'$	25.25	28.6
	10000	$595/-17^\circ 7'$	16.0	15.0

べは、伝送目的適合する双方向性増巾器が得られる事が予想される。

最後に本実験は29年度内地研究員として文部省より出向を命ぜられた 日本電信電話公社電気通信研究所で行ったもので、同所方式部長岡田実博士、伝送課長岡村進博士の御指導と、始終有益なる御助言と御協力を戴いた米沢威行社員に深甚なる謝意を表する次第である。

文 献

- (1) G. Crisson : Negative Impedance and the Twin 21-type Repeater, B.S.T.J., July, 1931
- (2) 岡村 進 : 負性抵抗に関する二、三のノート, 電気評論, 昭和16年12月
- (3) 川上正光 : 真空管を含む線型回路網の理論 ; (共立社) 昭和24年4月
- (4) J. L. Merrill : Theory of the Negative Impedance Converter, B.S.T.J., Jan., 1951
- (5) J.A. Weller : The E-1 Telephone Repeater, B.L.R, Feb., 1952
- (6) J.L. Merrill
A.F. Rose : Negative Impedance Telephone Repeaters., B.S.T.J., Sept 1954
J.O. Smethurst