

スイッチモード方式電圧制御電流源による 超低周波用リング伝送回路

宮内正義

(愛媛大学教育学部技術研究室)

(平成11年10月12日受理)

Ultra-Low Frequency Ring Transmission Circuits Using Switch-Mode VCCS

Masayoshi MIYAUCHI

*Department of Technology, Faculty of Education,
Ehime University, Bunkyo-cho, Matsuyama, 790-8577*

(Received October 12, 1999)

Abstract

This paper proposes ring-shaped transmission circuits using switch-mode voltage control current source (*S. M. VCCS*) which utilizes conductive phase angle control of switch element for voltage-current conversion, and describes the construction method and characteristics of these circuits as well as the results of study on their applications.

The main text introduces the operating characteristics and features of *S. M. VCCS*, which is a component element of these circuits, studies stability conditions of the tertiary and quaternary ring transmission circuits obtained by connecting one piece each of *S. M. VCCS* to the input section of respective circuits, by using 3 or 4 pieces of *S. M. VCCS* for the construction of ring-shaped portion, and realizes a variable-gain *LPF* and a Resonator based on it by providing guidance on the theory, characteristics and design guidelines. Moreover, for those examples of characteristics, the main text describes the characteristics after verifying the validity of the theory by making comparison of theoretical values and measured values, and indicates that these circuits are effective as ultra-low frequency signal processing transmission circuits.

Key words : *S. M. VCCS*, Ring-shaped transmission circuit, Variable-gain *LPF*, Resonator, Ultra-low frequency signal processing.

キーワード：スイッチモード方式電圧制御電流源，リング伝送回路，利得可変型 *LPF*，共振器，超低周波信号処理.

1. ま え が き

電圧-電流の変換に、スイッチ素子の導通位相制御を利用したスイッチモード方式電圧制御電流源 (S. M. VCCS と呼ぶ) は、原理上外乱に強く効率が良く、比較的大きな電圧-電流変換比 (最大・約 5×10^6) が変更容易に得られ、高精度で応答も速く、かつ、安定性も良いことなど、特に、超低周波を扱うのに優れている。

このことから、これを単一の能動素子として、あるいは、相互に接続したスイッチモード方式インバータとして用いる各種のアクティブフィルタ、位相器と周波数弁器や、インピーダンスコンバータとトランスフォーマー等の提案を行い、これが超低周波用の伝送回路を始め、この周波数領域での信号処理と機器制御に極めて有効なものであることを報告してきた。^{(1)~(10)}

この論文では、S. M. VCCS の、電圧-電流値間の高絶縁性を生かして使う環状 (リングと呼ぶ) 伝送回路を提案し、この回路構成法と特性、および用途について検討する。

本文では、まず、S. M. VCCS の動作原理、特性と特徴について紹介し、これを伝送回路の環状部に3個または4個使い、それぞれの入力部に1個の S. M. VCCS を前置した3次と4次のリング伝送回路の安定動作条件を検討ののち、構成法にともなう特性解析を行う。

そして、これらの回路の実構成における設計上の要件と得られる特性について論じた上で、試作を踏まえた特性実験からここでの理論の正当性を確かめ、これが超低周波用の3次と4次の利得可変型低減通過フィルタ (LPF)、位相の分割処理器や、周波数検出用の共振器として良好な特性を持つことを示し、この周波数領域における信号処理や機器制御に有用なものであることを述べる。

2. S. M. VCCS の動作原理と特性

S. M. VCCS の基本回路構成を図1に、特定バイアスとして三角波を採用した場合の動作原理を図2に示す。^{(1)~(6)}

入力電圧 V_i を、比較器 (COMP) によって特定バイアス g と比較し、比較点情報出力としての電圧波を作る。この電圧波の極性に依じてスイッチ Sw を駆動し、定電流源 ($\pm I$) を切り換えれば、 g によって変調された V_i 情報を持つ図2 (b) のパルス幅変調 (PWM) 電流 I_0 が得られる。

特に、特定バイアス g として図2 (a) に示すような振幅が E_g 、繰返し周期が T_g の三角波を採用のときには、 V_i の g による線形変調が行われ、 T_g 区間における

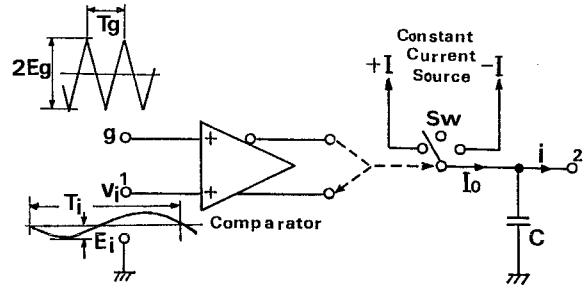


図1 S. M. VCCS の基本回路

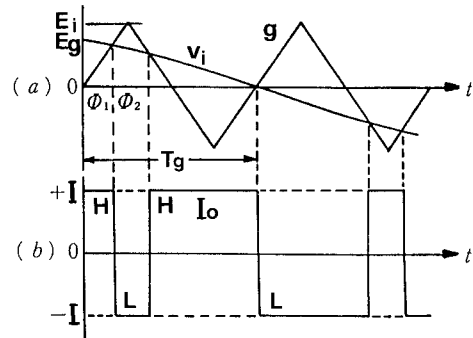


図2 動作原理

I_0 の平均値 \bar{I}_0 は、次のようになる。

$$\bar{I}_0 = \frac{1}{T_g} \left[\int_0^{\phi_1} I dt + \int_{\phi_1}^{\phi_2} (-I) dt + \int_{\phi_2}^{T_g} I dt \right] \quad (1)$$

ここで、 ϕ_1, ϕ_2 は g と V_i との交点で与えられることから、

$$\phi_1 = \frac{T_g}{4} (V_i/E_g), \quad \phi_2 = -\frac{T_g}{4} (V_i/E_g - 2) \quad (2)$$

従って

$$\bar{I}_0 = \pm (I/E_g) V_i \quad (3)$$

ただし、当式の + 符号は、比較器出力矩形波の H (high level) が +I に対応する場合を、- 符号は、この H が -I に接続した状態を表す。

むしろ、この I_0 にはパルス幅変調動作であるため入力信号以外の周波数成分 (不要調波成分) が介在する。

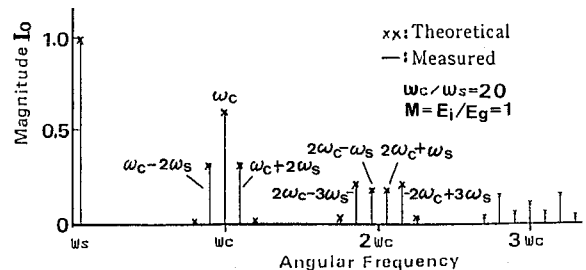


図3 I_0 波のスペクトル分布

この I_0 波のスペクトル分布を、2重フーリエ級数展開による理論値と実測値を対比して示したものが図3である。ただし、 ω_s は入力信号の角周波数で、 ω_c は特定バイアスの角周波数である。これより入力信号以外の不要調波成分の分布は $\omega_c - 2\omega_s$ 以上であることがわかり、特定バイアス g と入力信号 V_i の周期をそれぞれ T_g, T_i とし、振幅を E_g, E_i として、これらに

$$\begin{aligned} T_g < T_i/3 \\ M = E_i/E_g \leq 1 \end{aligned} \quad (4)$$

の条件を設定すると、この不要調波成分は I_0 を平均値化する並列コンデンサ C によって除去することができ、出力端子2から V_i に比例した連続電流 i が得られる。

ここで、スイッチ Sw に中点をもうけ、これを特定バイアス g の NT_g 周期に1度の割合でスイッチ動作をさせるものとする、この場合の電圧-電流変換比 η は

$$\eta = V_i/i = \pm NE_g \leq I \quad (5)$$

ただし $N =$ スイッチ Sw の動作比

で与えられ、 η は N 及び E_g 値によって、量子的に、アナログ的に、変更設定が容易な双極性の電圧制御電流源が得られる。

図4が、入力信号電圧 V_i をパラメータとしたこの S. M. VCCS の静特性例であり、図5は、4象現動作時の電圧-電流変換比特性を示したものである。

また、図6は、この S. M. VCCS の動特性例である。これは、 M, I, N 及び C 値を同図中に示すように設定して、特定バイアス g の周波数 ($\omega_c/2\pi$) を 2400Hz と 1388Hz に選び、入力信号の周波数 ($\omega_s/2\pi$) を 50Hz

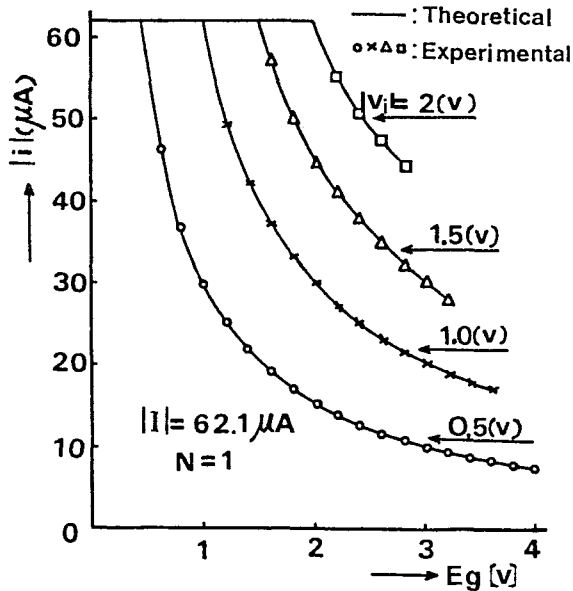


図4 S. M. VCCS の静特性

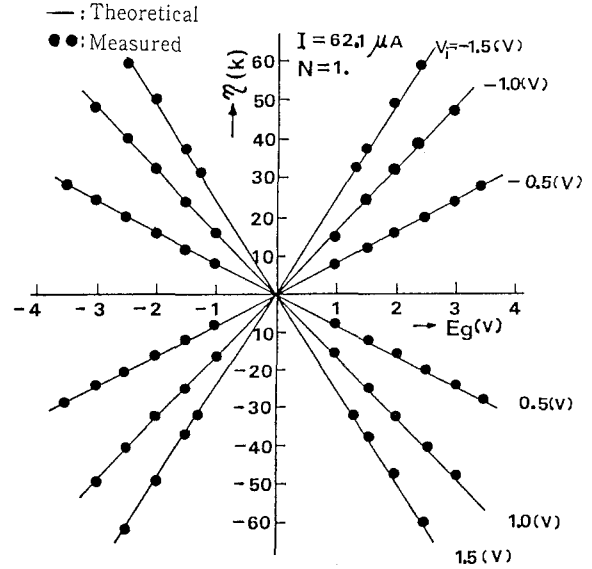


図5 電圧-電流変換比特性

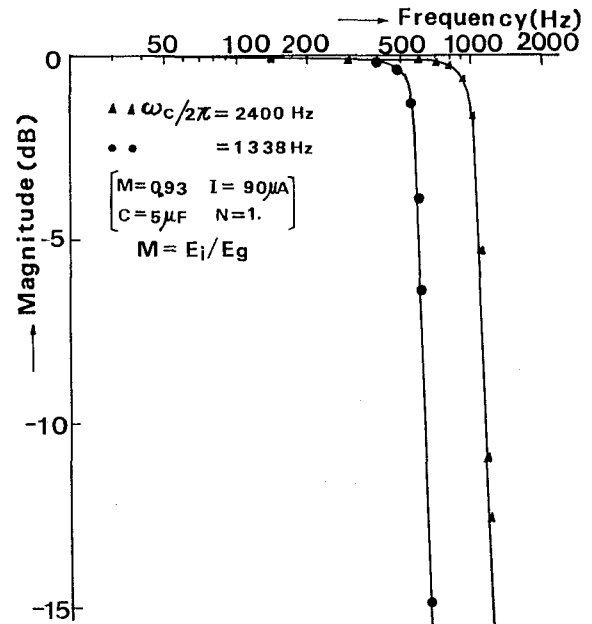


図6 S. M. VCCS の動特性

とした場合の出力電流 i に含有する周波数成分の減衰状況を示す実験結果である。

これより、 $\omega_c/2\pi = 2400\text{Hz}$ で約 800Hz, 1388Hz の場合には、450Hz 以上の周波数成分の減衰は大きく、入力信号周波数成分はほとんど減衰なく取り出せることがわかる。従って、式(4)の条件を守り、 $\omega_c - 3\omega_s$ 以上の不要調波成分を十分減衰せしめ、しかも、入力信号周波数成分への関与が小さい C 値を選んで回路実現を図れば、動特性でも良好な VCCS となり、超低周波を扱う上で、次に列挙する特徴を持つことから、連続信号系で扱える伝送回路用の能動要素としてその活用ができることになる。

① 入力信号電圧の比較点情報をもつ PWM 波の平均

値が出力電流として取り出せるため、安定区間が限定でき、入力信号周期が長いほど有利となり、特に、超低周波領域で優れた電圧-電流変換特性を示す。

- ② 電圧-電流の変換比 η 値の変換設定が極めて容易で、この値も大きくとれ、4象現動作が可能である。
- ③ サンプリング動作を利用するため、原理上外乱に強く、高精度で、かつ、応答が速く高効率である。
- ④ 入力電圧と出力電圧値間の絶縁性が極めて高い。
- ⑤ 出力を PWM 波の状態で使用の場合は、負荷の影響を受けず高電力化利用も図れる。

3. リング伝送回路の構成とその特性

この伝送回路の環状部構成は、S. M. VCCS を 2 個以上使って実現されるが、ここでは、実用的な 3 個を用いる基本形式と 4 個を使う 2 形式、つまり前者を 3 次、後者を 4 次のリング伝送回路と呼び、それぞれの構成法と得られる特性及び用途について検討する。

3.1 3次リング伝送回路の実現と特性

図 7 は、 F マトリックスで四端子定数を表した S. M. VCCS 3 個を環状接続し、その前段に 1 個の VCCS を接続する 3 次のリング伝送回路である。

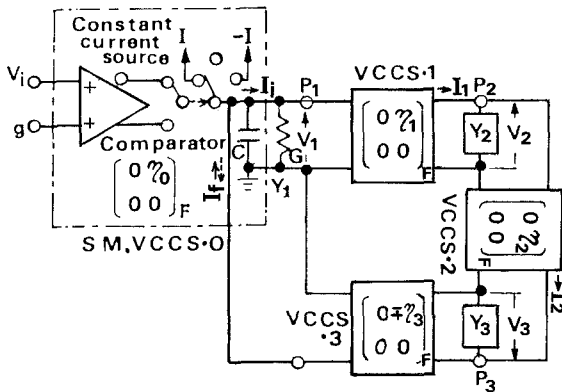


図 7 3次リング伝送回路

同図から、端子 P_1 及び入力端子と端子 P_3 の電圧関係は、それぞれ

$$V_1 = \eta_1 Y_2 V_2 = \eta_1 \eta_2 Y_2 I_2 = \eta_1 \eta_2 Y_2 Y_3 V_3 \quad (6)$$

$$\begin{aligned} V_i &= \eta_0 (I_i - I_f) = \eta_0 (Y_1 V_1 + \eta_3^{-1} V_2) \\ &= \eta_0 (\eta_1 \eta_2 Y_1 Y_2 Y_3 + \eta_3^{-1}) V_3 \end{aligned} \quad (7)$$

で与えられ、これより端子 P_3 , P_2 , P_1 での電圧伝送関数 $H_3(S)$, $H_2(S)$, $H_1(S)$ を求めると、

$$\left. \begin{aligned} H_3(S) &= \frac{V_3}{V_i} = \eta_3 / \eta_0 (\eta_1 \eta_2 \eta_3 Y_1 Y_2 Y_3 + 1) & \text{i} \\ H_2(S) &= \frac{V_2}{V_i} = \eta_3 \eta_2 Y_1 / \eta_0 (\eta_1 \eta_2 \eta_3 Y_1 Y_2 Y_3 + 1) & \text{ii} \\ H_1(S) &= \frac{V_1}{V_i} = \eta_3 \eta_2 \eta_1 Y_2 Y_3 / \eta_0 (\eta_1 \eta_2 \eta_3 Y_1 Y_2 Y_3 + 1) & \text{iii} \end{aligned} \right\} (8)$$

となる。

ここで、この回路が安定な動作をするためには、式 (8) の分母を $\Delta = \eta_0 (\mu_1 \mu_2 \mu_3 Y_1 Y_2 Y_3 + 1)$ とおきこれが正であること、すなわち

$$\left. \begin{aligned} \eta_0, \eta_1, \eta_2 > 0, \eta_3 < 0 \\ \eta_0, \eta_1, \eta_2, \eta_3 < 0 \end{aligned} \right\} \text{または} \quad (9)$$

が必要である。

その上で、 $Y_1 = Y_2 = Y_3 = Y = CS + G$ で回路を構成する場合は

$$\Delta = \eta_0 \eta_1 \eta_2 \eta_3 C^3 \left[S^3 + \frac{3G}{C} S^2 + \frac{3G^2}{C^2} S + K \right] \quad (10)$$

$$\text{ただし、} K = \frac{1}{C^3} \left[G^3 + \frac{1}{\eta_1 \eta_2 \eta_3} \right]$$

式 (10) から、Routh 行列を作ると

$$\begin{array}{l} S^3 \\ S^2 \\ S^1 \\ S^0 \end{array} \left| \begin{array}{cc} 1 & 3G^3/C^2 \\ 3G/C & K \\ (9G^3 - KC^3)/3GC^2 & 0 \\ K & \end{array} \right.$$

よって、この伝送系が安定であるためには、 $9G^3 - KC^3 = 8G^3 - 1/\eta_1 \eta_2 \eta_3 > 0$, $K > 0$ が必要であるから

$$8G^3 > 1/\eta_1 \eta_2 \eta_3 > 0 \quad (11)$$

となって、式 (11) が安定動作の必要十分条件になる。また、安定限界は

$$8G^3 > 1/\eta_1 \eta_2 \eta_3 \quad (12)$$

となる。

この条件 (式 (9) と式 (11)) を満たし、VCCS の各変換比の設定を $\eta_0, \eta_1 = \eta_2 = |\eta_3| = \eta$ とした場合、それぞれの端子で得られる電圧伝送関数は、次の一般式で与えられ

$$H_i(S) = \frac{\eta (\eta Y)^{3-i}}{\eta_0 (\eta^3 Y^3 + 1)}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (13)$$

この伝送電圧特性 $H_i(\omega)$ と位相特性 $\phi_i(\omega)$ は

$$\left. \begin{aligned}
 |H_i(j\omega)| &= \frac{\eta(\eta\sqrt{G^2+\omega^2C^2})^{3-i}}{\mu_0\eta^3\sqrt{P^2+Q^2}} & i \\
 \phi_1(\omega) &= \tan^{-1} \left[\frac{2P\omega CG - Q[G^2+\omega^2C^2]}{Q(G^2+\omega^2C^2) + 2Q\omega CG} \right] \\
 \phi_2(\omega) &= \tan^{-1} \left[\frac{P\omega C - QG}{PG + Q\omega C} \right] & ii \\
 \phi_3(\omega) &= \tan^{-1} \left[\frac{Q}{P} \right]
 \end{aligned} \right\} (14)$$

ただし $P = G^3 + 1/\eta^3 - 3\omega^2 C^2 G$

$$Q = 3\omega C(G^2 - \omega^2 C^2)$$

となる。また、零角周波数での伝送電圧 $H_i(j\omega=0)$ は、次のようになる。

$$|H_i(j\omega=0)| = \frac{\eta(\eta G)^{3-i}}{\eta_0\eta^2 \left(G^2 + \frac{1}{\eta^3}\right)} \quad (15)$$

図8は、 $\eta_0 = \eta = 91\text{K}$, $G = 10\mu\text{S}$, $C = 9.55\mu\text{F}$ に素子値を設定した場合の $P_1 \sim P_2$ 端子で得られる伝送特性例であり、伝送電圧及び位相特性は理論値とも良く一致する実験結果が得られている。

これより、各端子において低減通過フィルタ (LPF) の実現ができるものと云えるが、LPF 利用時には、伝送電圧の平坦特性が要求され、このための構成条件が実用化を図る上で必要となる。

いま、 P_3 端子の伝送電圧特性の式 (10~i) を整理すると

$$|H_3(j\omega)| = \frac{1}{\eta_0\eta^2 \sqrt{C^6\omega^6 + 3C^4G^2\omega^4 + 3C^2G \left(G^3 - \frac{2}{\eta^3}\right)\omega^2 + \left(G^3 - \frac{1}{\eta^3}\right)^2}} \quad (15)$$

ここで、分母の根号の中を $f(\omega)$ とおき、 $f'(\omega) \{= df(\omega)/d\omega\} = 0$ を満たす場合の特性を考えると、 $\omega = 0$ で解をもてば、 $f(\omega)$ が $\omega > 0$ で単調増加となるから、 $|H_3(j\omega)|$ は平坦特性となり、その条件は $f'(\omega) = 0$ の解が、次の2根となることにより

$$\omega = 0, \frac{\left[\sqrt{2G/\eta^3 - G^2}\right]^{1/2}}{C} \quad (16)$$

$$\sqrt{2G/\eta^3 - G^2}/C^2 = 0, \text{ すなわち,}$$

$$\eta = \sqrt[3]{2/G} \quad (17)$$

で与えられることになる。

むろん、この振幅平坦条件は各端子間で異なり、 P_2 端子のそれを同様に求めると、次のようになる。

$$\eta = \sqrt[3]{\frac{4+3\sqrt{2}}{2}/G} \quad (18)$$

なお、 P_1 端子で得られる伝送電圧特性も平坦なものが望ましいが、^{(5),(6)} これは各端子で同時に平坦特性を得ることができないこと、また、実用的に P_3 と P_2 端子のいずれかで実現されれば良いことから、この端子での平坦条件は割愛しておく。

図9は、 P_3 端子での伝送電圧特性が平坦条件で、かつ η_0 値の E_g による可変設定を行う試作回路の特性例で、利得の独立可変型3次 LPF 特性が、理論と実測値も良く一致して得られている。

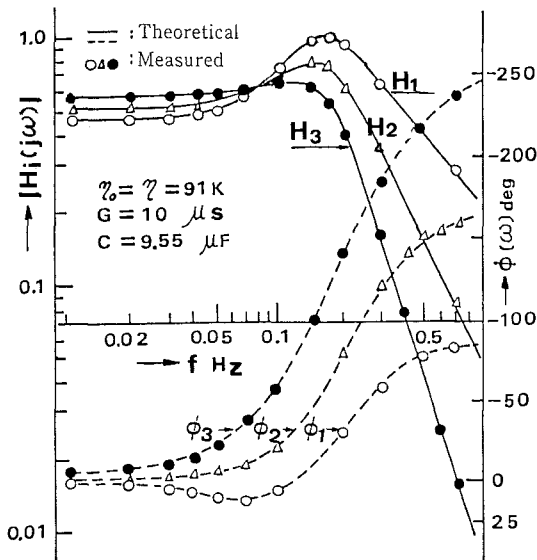


図8 伝送特性

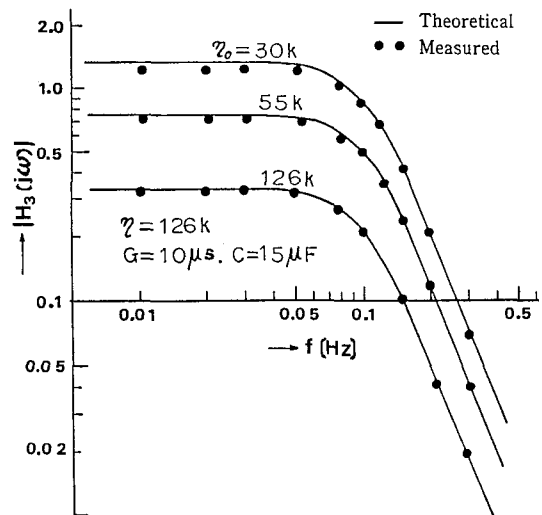


図9 利得可変型3次 LPF の電圧伝送特性

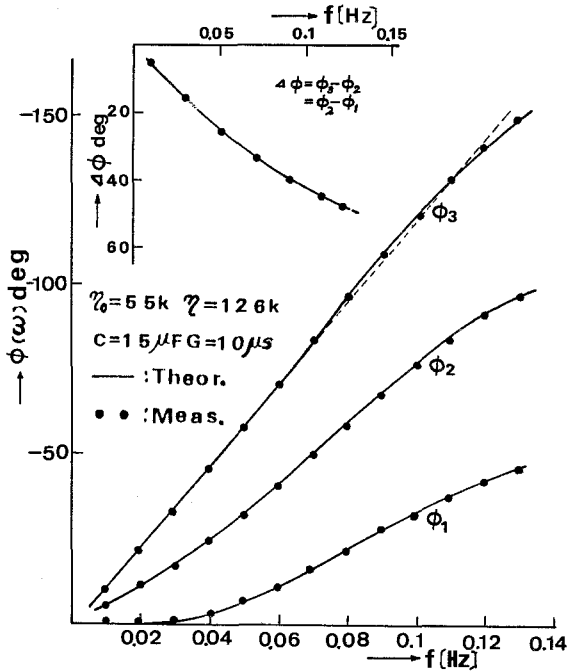


図10 位相特性

また、この場合の位相特性は、図10に例示するごとく、 ϕ_3 は、遅延最大平坦条件を満たしたものではないが、かなり直線性の良い特性が得られている。さらに、同図中に見られるように、それぞれの端子間位相差 $\Delta\phi$ は等間隔差で取り出し可能であり、これらの位相特性は、超低周波用の周波数弁別器⁽²⁾や位相情報の分別処理に 응용が期待できるものとなる。
 なお、この利得可変型3次LPFの低減遮断角周波数 ω_{cut} は

$$\left| \frac{H_3(j\omega=0)}{\sqrt{2}} \right| = H_0(j\omega_{cut})$$

から

$$\omega_{cut} = \sqrt{\gamma - (G/C)^2} \quad (19)$$

$$\text{ただし } \gamma = 2\sqrt{2G/C\eta} \cdot \cos\frac{\theta}{3}$$

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{2G^6\eta^3 - 4G^3 + 1/\eta^3}{4G\sqrt{2G/\eta^3}} \right)$$

で与えられ、この理論と実測値とのずれは、図9の特性例の場合0.01Hzとなり、実用上、式(19)で ω_{cut} の特性評価が行えると併に、設計指針としてもこれが使える。

次に、このリング伝送回路の安定条件(式(11))を満たした上で、 η 値を $\sqrt[3]{2/G}$ 以下に設定すれば、 $P_1 \sim P_3$ 端子の伝送電圧は共振特性を呈することとなる。つまり

$$1/2G \leq \eta < \sqrt[3]{2/G} \quad (20)$$

が、その実現条件となる。

この場合の共振角周波数 ω_0 は

$$\omega_0 = (\sqrt{2G/\eta^3 - G^2})^{1/2}/C \quad (21)$$

となり、各端子での共振時伝送電圧特性の最大値は近似的に

$$|H_i(j\omega_0)|_{\max} = \frac{4(\sqrt{2G\eta})^{3-i}}{\eta_0(8G^3\eta + 1/\eta^2 - 4G(2G/\eta)^{1/2})^{1/2}} \quad (22)$$

ただし $i = 1, 2, 3$

で与えられる共振器(これを3次の共振器と呼ぶ)が実現できる。

図11は、この3次の共振器の伝送電圧特性例を理論と実測値を対比して示したものである。

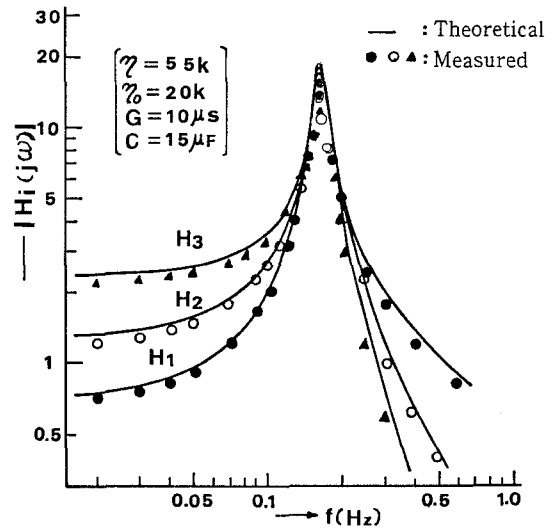


図11 3次共振器の共振特性

理論と実測値間に多少のずれは認められるが、両者は比較的良く一致しており、 P_1, P_2 端子での近似的扱いをした式(21)と(22)が、実用上の設計指針ならびに特性評価に使えることがわかる。いずれの端子においても良好な共振特性が得られており、特に、 P_1 端子(H_i)の特性は、超低周波数領域での信号検出や狭帯域の帯域通過フィルタ(BPF)として、計測・制御の信号処理に有用なものとなる。^{(3), (9)}

3.2 4次リング伝送回路の実現と特性

環状部を4個のS.M.VCCS ($\eta_1, \eta_2, \eta_3 > 0, \eta_4 < 0$)で構成し、この入力部に1個のVCCS ($\eta_0 > 0$)を前置した4次リング伝送回路を図12に示す。

ここで、回路の素子値を $\eta_1 = \eta_2 = \eta_3 = |\eta_4| = \eta, Y_1 = Y_2 = Y_3 = Y_4 = Y = G + SC$ に設定した場合、各端子 P_i (i

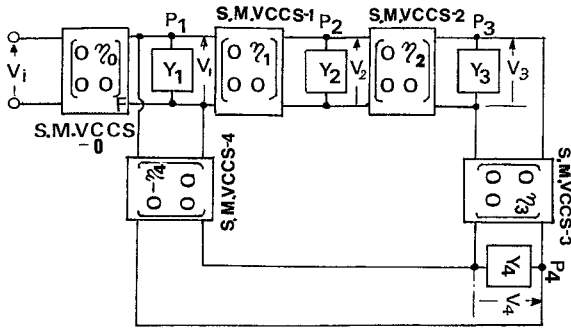


図12 4次リング伝送回路

= 1, 2, 3, 4) での電圧伝送関数 $H_i(S)$ は

$$H_i(S) = \frac{\eta(\eta Y)^{4-i}}{\eta_0(\eta^4 Y^4 + 1)}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (23)$$

で与えられ、安定動作の必要十分条件は、3次リング伝送回路の場合と同様に解析でき

$$4G^4 > 1/\eta^4 > 0 \quad (24)$$

よって、安定限界は、次のようになる。

$$4G^4 > 1/\eta^4 \quad (25)$$

式 (24) の安定条件を満たした回路の、 P_i 端子で得る伝送電圧特性 $|H_i(j\omega)|$ と位相特性 ϕ_i は、

$$\left. \begin{aligned} |H_i(j\omega)| &= \frac{\eta(\eta\sqrt{G^2 + \omega^2 C^2})^{4-i}}{\eta_0\eta_4\sqrt{P^2 + Q^2}}, \quad i = 1, 2, 3 \\ \phi_4 &= \tan^{-1}(P/Q) \\ \phi_3 &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega CP - GQ}{GP + \omega CQ}\right) \\ \phi_2 &= \tan^{-1}\left(\frac{2\omega CGP - (\omega^2 C^2 - G^2)Q}{(G^2 - \omega^2 C^2)P + 2\omega CGQ}\right) \\ \phi_1 &= \tan^{-1}\left(\frac{(3P^2\omega - \omega^2 C^2)P + (3G\omega^2 C^2 - G^3)Q}{(G^2 - 3\omega^2 C^2)P + (3G^2 - \omega^2 C^2)\omega CP}\right) \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} i \\ ii \end{array} \quad (26)$$

ただし

$$\begin{aligned} P &= G^2(G^2 - 6\omega^2 C^2) + \omega^4 C^4 + 1/\eta^4 \\ Q &= 4G\omega C(G^2 - \omega^2 C^2) \end{aligned}$$

となり、また、角周波数が零時の伝送電圧 $H_i(j\omega = 0)$ は、次式で与えられることになる。

$$|H_i(j\omega = 0)| = \frac{G^{4-i}}{\eta_0(G^4 + 1/\eta^4)} \quad (27)$$

図13は、素子値を $\eta_0 = 55K$, $\eta = 110K$, $C = 15\mu F$, $G = 10\mu S$ に設定時の伝送電圧特性例で、式 (26 ~ i) による理論値と実測値も良く一致する結果が得られている。

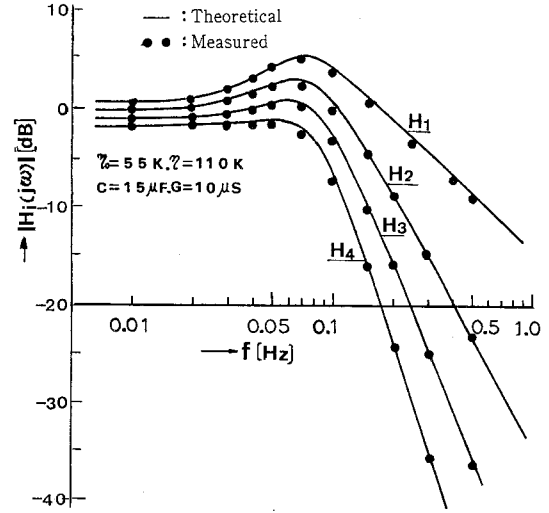


図13 伝送電圧特性

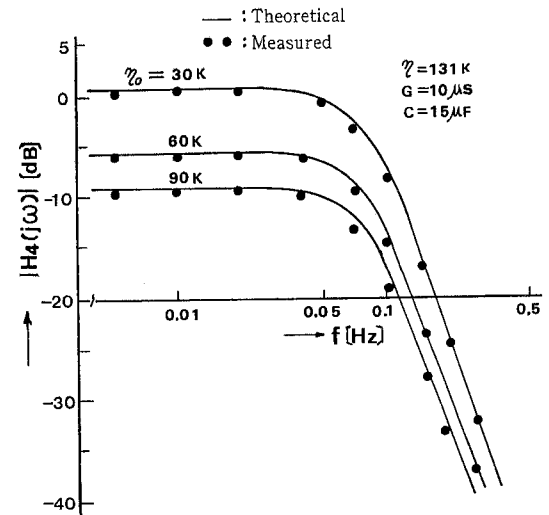


図14 利得可変型4次LPFの電圧伝送特性

もちろん、LPF としての利用においては、伝送電圧の平坦特性が要求されることから、 P_4 端子でこれを得ようとする場合は、次の平坦条件

$$\eta = \sqrt[4]{3}/G \quad (28)$$

で η 値の設定をすれば良い。

図14は、この平坦条件を満たして実現した P_4 端子での伝送電圧特性例で、 η_0 値の可変により利得の独立可変ができ、伝送電圧も平坦な4次LPF特性が得られている。これは3次リング伝送回路の P_3 端子で実現した利得可変型の3次LPFより、次数が4次となる分オクターブあたりの減衰量が大きく取れる特徴を持つ。なお、 P_4 端子以外の各端子においてもそれぞれの平坦条件を満たせば、利得可変型4次LPFが実現できるが、実用的には P_4 端子のそれで十分である。また、この利得可変型4次LPF実現時の位相特性 ϕ_4 は、平坦な伝

送電圧範囲で良好な線形性を示し、かつ、それぞれの端子間で得る位相差も、等間隔差の位相範囲が3次のそれよりも広く取れるものとなる。⁽⁷⁾

さらに、 η 値の設定を $\sqrt[4]{3}/G$ 以下とする場合は、 P_4 端子において共振特性が得られることになる。つまり、

$$1/\sqrt{2}G < \eta < \sqrt[4]{3}/G \quad (29)$$

がこの共振条件となり、これは $P_3 \sim P_1$ 端子での解析で得る η 値範囲で成立することから、これが各端子でも適用できる共振条件となる。

また、 P_4 端子特性が共振時の共振角周波数 ω_{04} は

$$\omega_{04} = \{(2G^2/\eta^4 + \sqrt{P})^{1/3} + (2G^2/\eta^4 + \sqrt{P})^{1/3} - G^2\}^{1/2}/C \quad (30)$$

ただし $P = 4G^{12}/\eta^8 + 1/27\eta^{12}$

で与えられ、これを $P_3 \sim P_1$ 端子で得る共振角周波数 $\omega_{01} \sim \omega_{03}$ の近似値とできるが、これより共振特性の評価や設計指針を得るには実計算が複雑となり適当ではない。

従って、ここでは3次リング伝送回路での共振特性を拡張して得た、次の近似式

$$\omega_{0i} \doteq \{4\sqrt{3}G^2/\eta^4 - G\}^{1/2}/C \quad (31)$$

を各端子での共振角周波数 ($\omega_{0i} = \omega_0$) と、共振時における最大伝送電圧値は式 (26-i) の ω に ω_0 を代入することにより求める。

図15は、式 (29) を満たして実現される共振器 (これを4次の共振器と呼ぶ) の $P_3 \sim P_1$ 端子で得られる共振特性例である。近似共振角周波数を ω_0 を用いた特性の理論値は、実測値とも比較的良く一致する結果が得られており、ここでの近似解が特性評価や設計指針になることがわかる。また、 $P_1 \sim P_3$ 端子で得る共振特性はいず

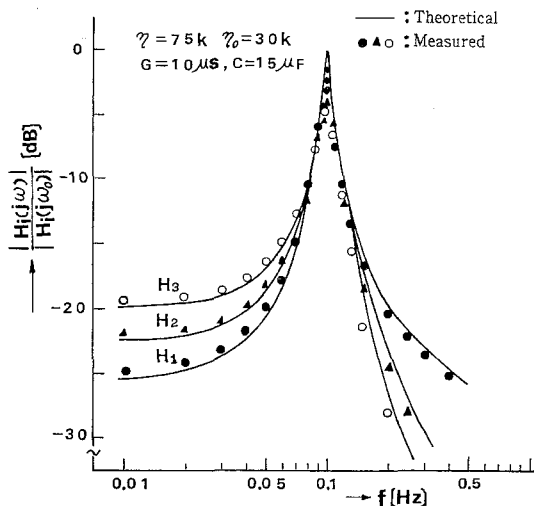


図15 4次共振器の共振特性

れも良好な特性といえるが、実用化においては3次リング回路の場合と同様 P_1 端子 (H_1 特性) を利用する。

なお、3次リング回路での共振器実現を含め、共振条件内での η 値設定は、それぞれの安定限界に近づくほど、共振特性の尖鋭度・ Q 値は高く取れるが、感度的には高 Q 化に対応した偏差も大きく現れることになり、 η 値と C 値をかなり正確に設定することが必要になる。この η 値は0.2%以内の確度設定が可能で、 C 値も、高精度で高等価抵抗のコンデンサが容易に入手できることから、 $Q = 50$ 程度ならば、偏差が少なく高精度で安定性も良い共振特性の実現が図れ、これは3次の共振器とともに超低周波信号の検出処理に有効利用ができるものとなる。

4. む す び

スイッチモード方式電圧制御電流源 (*S. M. VCCS*) を、伝送回路の環状部に3個または4個従属接続して使い、それぞれの入力部に1個の *S. M. VCCS* を前置接続した3次と4次のリング伝送回路を提案し、この回路構成法と特性及び用途について述べた。

このリング伝送回路の構成法と特性及び応用の検討では、まず、3次と4次リング伝送回路の各安定動作条件を理論的に導出のち、これを満たす両回路の各端子で、理論と実測値も良く一致する *LPF* 特性が得られることを示した。

そして、この *LPF* 特性で実用化に要求される平坦な伝送電圧特性をもつ条件を求め、これを満たす3次リング伝送回路の P_3 と P_2 端子、4次の場合は P_4 端子で、伝送電圧特性が平坦な超低周波用の3次と4次の利得可変型 *LPF* を得た。また、この場合の位相特性は直線性も良く、それぞれの端子間位相差は等間隔差で取り出し可能なことを示し、これらの特性が、超低周波用の信号処理を始め周波数弁別器や位相情報の分割処理に有用なことを述べた。

さらに、3次の伝送回路の各端子、4次の回路では $P_1 \sim P_3$ 端子で、共振条件を満たす回路の実構成を行えば、 Q 値が50程度までの比較的高精度で、安定性も良い共振特性が、両回路の P_1 端子で得られる共振器を実現し、これが超低周波領域での信号検出処理や機器制御にも応用できることに言及した。

なお、このリング伝送回路による *LPF* と共振器の実現時に用いた安定動作条件、平坦条件と共振条件、及びそれぞれの特性解析結果は、実験を通していずれも正当性のあることを確認し、これが本リング伝送回路による *LPF* や共振器の設計指針と特性評価に使えることを明らかにした。

終わりに、本稿の作成時に協力された平成10年度の卒

研究生：白石 敦君（情報科学コース）に謝意を表す。

文 献

- 1) 角, 宮内, 他: “スイッチモード方式超低周波用アクティブフィルタ”, 電子通信学会論文誌 C, J61-C, 6, P.331 (1978-06)
- 2) 宮内, 稲井: “超低周波用位相器と周波数弁別器”, 日本産業技術教育学会誌, 第21巻, 1号, P.19 (1979-03)
- 3) 宮内: “スイッチモード方式超低周波用共振器と狭帯域フィルタ”, 愛媛大学教育学部紀要, 第Ⅲ部, 自然科学第1巻, P.81 (1981-02)
- 4) 角, 宮内: “超低周波用スイッチモード方式全域通過回路”, 電子通信学会論文誌 C, J65-C, 1, P.64 (1982-01)
- 5) 宮内: “スイッチモード方式電圧制御電流源による超低周波信号伝送回路”, 日本産業技術教育学会誌, 第24巻, 第3号, P.37 (1982-03)
- 6) 宮内, 角: “スイッチモード方式 VCCS の伝送回路応用 (Ⅱ) 状態変数形フィルタ”, 昭58電学中国支部連大論文集, No415
- 7) 宮内, 本田: “スイッチモード方式 VCCS を用いた超低周波用フィルタブロック”, 日本産業技術教育学会誌, 第27巻, 第2号, P.53 (1985-06)
- 8) 角, 宮内, 他: “スイッチモード方式トランスフォーマ”, 電子通信学会論文誌 C, J70-C, 6, P.960 (1986-06)
- 9) 宮内: “スイッチモード方式複同調回路”, 日本産業技術教育学会誌, 第30巻, 第1号, P.1 (1988-03)
- 10) 宮内: “オプトアイソレート型スイッチモード方式超低周波用トランスフォーマ”, 日本産業技術教育学会誌, 第37巻, 第2号, P.147 (1995)