

[招待講演] 対称性を利用した回路 — 研究生活を振り返って

谷本 洋* (北見工業大学)

Circuits that make use of symmetry — My retrospective view

Hiroshi Tanimoto* (Kitami Institute of Technology)

Abstract

A personal view of analog circuits from *symmetry* stand point is presented in this paper. First, circuit's (transfer) characteristics are decomposed into its even function part and odd function part. Then, a circuit having mirror symmetry may be recognized as a device that extracts even function or odd function from its components. As application of such a point of view, multi-tanh technique and even-harmonic mixer, fully differential OTA that consists of only CMOS inverters, and RC polyphase-filters are discussed.

キーワード：アナログ回路, 対称性, 偶関数, 奇関数, 鏡映対称, 点対称, 回転対称, 差動対, 偶高調波ミキサ, 全差動 OTA, RC ポリフェーズフィルタ

(analog circuits, symmetry, even function, odd function, mirror symmetry, point symmetry, circular symmetry, differential pair, even-harmonic mixer, fully differential OTA, RC polyphase-filter)

1. はじめに

世の中には多種多様な電子回路が存在する。それらは一見ランダムな配線のジャングルに見えるが、よく観察すると規則性を持った回路の集まりに分けられることが認識できる場合が多いだろう。中には実際、電話回線のパッチボードのような見るのも憚られるようなものがあるかもしれないが、無秩序に見えても有用な機能を果たす回路が殆どであろう。無意味な回路を考えるのは人間には難しい様に思われる。

差動対をはじめ、対称性を利用した回路は多い。筆者の電子回路に関する研究を振り返ると、40年の間に関わってきた有用な回路はほとんどが色々な意味での対称性をうまく利用したものであった。小文では対称性がどのように回路の機能や性能の実現や向上に利用されているか、偶高調波ミキサや線形化差動対、インバータを用いた全差動増幅器、RCポリフェーズフィルタなど、筆者が関わった回路を中心にそのアイデアを解説する。

人は差動対のような対称性が高く、かつ有用性の高い回路に「美しさ」を感じるものだと思う。小文では、筆者が関わってきた回路で、機能を実現するために特に対称性をうまく利用した回路を取り上げ、その「美しさ」を鑑賞する手引きともしたい。回路が美しく思える仲間が増えてくれれば大変嬉しい。誤解はないと思うが、小文は対称な回路の性質を組織的に解明しようとするものではないことをお断りしておく。

2. 対称な回路とは？

よく考えてみると、回路が対称とは何を意味するのか、簡単な問題ではない。すぐに思いつくのは左右対称（中心線に対して鏡映対称）な差動対であるが、差動回路は入出力がそれぞれ2端子であるから、信号を差動成分と同相成分という対称成分に分解して扱うという考えが出る。

それでは入出力がグラウンドに対して1端子であるシングルエンド回路は対称性がないのか？そんなことはない。その回路の入出力関係が偶関数であるか奇関数であるかという対称性は備えているかもしれない。あるいは、回路の見かけが対称でなくても、回路の性質が対称性を示すことがあるかもしれない。

ということで、小文では「回路が対称である」ことの定義をつきつめず、気楽に見かけが対称な回路の話をしたい。

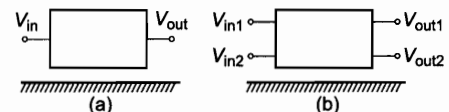


図1 入出力がシングルエンド (a), 2端子 (b).

3. 偶関数と奇関数

はじめに1入力1出力(SISO)の回路を考えよう。ある回路の入出力関係が x を入力、 y を出力として $y = f(x)$ と表せるとする。このとき、次の恒等式が成り立つ：

$$y = f(x) = \underbrace{\frac{f(x) + f(-x)}{2}}_{=f_{ev}(x)} + \underbrace{\frac{f(x) - f(-x)}{2}}_{=f_{od}(x)} \quad (1)$$

すなわち、 $f(x)$ は偶関数 $f_{ev}(x)$ と奇関数 $f_{od}(x)$ の和に分解できる。言うまでもなく、偶関数は y 軸に関して線対称（鏡映対称）であり、奇関数は原点に関して点対称である。このようにして、入出力関係は常に偶関数部分と奇関数部分に分けることができる。

注意すべきは、1-ポート素子でもイミタンスのように入力を電圧（電流）と考え、出力を電流（電圧）と考えれば入出力関係を考えられることで、SISO と言っても必ずしも入力端子と出力端子が別である必要はない。

表1 2波混合におけるIM2, IM3の周波数関係

N = 2			N = 3		
k ₁	k ₂	Freq.	k ₁	k ₂	Freq.
0	2	±2ω ₂	0	3	±3ω ₂
1	1	±ω ₁ ± ω ₂	1	2	±ω ₁ ± 2ω ₂
2	0	±2ω ₁	2	1	±2ω ₁ ± ω ₂
-	-	-	3	0	±3ω ₁

さて、増幅器を作る観点から言えば、1次の項が含まれていなければならないので、奇関数だけが有用で偶関数は使い道がないように思える。実際、アンプの設計はいかにして線形な入出力特性を得るかがポイントである。対称性を利用して線形範囲を拡大する例を後述する。

〈3・1〉 相互変調特性 電子回路で取り扱う信号の多くは正弦波であるから、つぎに偶関数および奇関数に多数の正弦波を入力した時の相互変調歪について考えよう。

N 次の非線形特性に p 個の異なる周波数成分 ω_i (i = 1, 2, ..., p) の正弦波 x(t) を入力した場合、出力 x(t)^N に含まれる周波数成分は次のようになる。k_k を整数として

$$\pm k_1\omega_1 \pm k_2\omega_2 \pm \dots \pm k_p\omega_p, \text{ ただし } \sum_{i=1}^p |k_i| = N \quad (2)$$

ここで、複号は全ての組合せを取る。

以下、2波混合の場合を考える(図2)。出力の周波数成分は ω = ±k₁ω₁ ± k₂ω₂、ただし |k₁| + |k₂| = N となる。そこで、偶関数の代表として N = 2 の2乗関数、奇関数の代表として N = 3 の3乗関数について2波混合特性を調べると、表1のような結果になる。

入力の2信号の周波数が近くて ω₁ ≈ ω₂ のとき、IM2は0付近および2ω₁付近だけに現れ、IM3はω₁および3ω₁付近だけに現れる。つまり、近接した2波混合の場合、IM2は入力信号周波数付近に現れないのに対して、IM3は入力信号周波数付近に現れるのでフィルタ等で分離するのが困難であり、増幅器として使用する場合はこれが非常に問題となる。

しかし、直接変換用のミキサに应用する場合、2次の混合で行う場合は ω₁ ≈ ω₂ 以外の選択肢がないので、どんな周波数の歪もdcに落ちてくるから非常に都合が悪い(自己混合の問題)。これに対して3次の混合を利用する場合は ω₁ ≈ 2ω₂ の関係を利用することができるので、LO周波数とRF信号周波数を異なる周波数に設定できるうえ、これらの歪がdcに落ちてくることはない、原理上自己混合の問題がない。

以上は2次と3次の相互変調歪の話であったが、偶関数

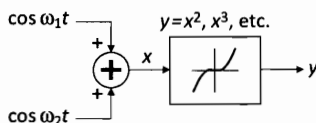


図2 2波混合を説明するブロック図

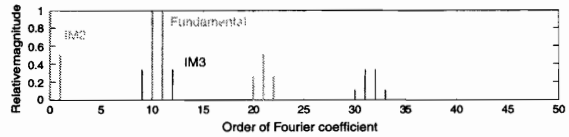


図3 2波混合におけるIM2とIM3の周波数関係

と奇関数についても同様の議論ができて、偶関数では入力した周波数付近にはIM成分が発生せず、dc付近と偶数倍周波数付近に発生する。逆に奇関数では入力した周波数付近と奇数倍周波数付近にIM成分が発生し、dc付近には発生しない。したがって、直接変調には奇関数の特性を持つ回路を利用するのが適当だといえる。

〈3・2〉 視点による偶関数と奇関数の転換 偶関数は級数展開すると偶数次の多項式で表せるから、これを入力xに関して微分すると偶数次の項 x^{2k} はすべて奇数次の項 2k x^{2k-1} に変化するので奇関数へと変化する。逆に、奇関数を微分すると偶関数に転換する。

たとえば、ある素子の電流-電圧特性が i = f(v) と表されていて、f(·) が奇(偶)関数であったとすると、その素子のトランスコンダクタンス特性は di/dv で与えられるので偶(奇)関数になる。このように、着目する量によって、同じ素子でも偶関数であったり奇関数であったりする。

4. 左右対称な回路

左右対称な回路とは、同一の回路(P)を2組用意し、それを左右対称に配置して(中心線に対して鏡映対称に配置して)使用するようにした回路と、ここでは考えておこう。一部は左右に共通の部分(Q)があってもよい(図4参照)。

したがって、図4(a)の回路は左からxを、右から-xを入力し、左の出力から右の出力を引き去って2で割れば奇関数成分を取り出したことになる。また、入力を同様にして左右の出力の平均値を求めれば、それは偶関数成分を取り出したことになる。このようにして奇関数でも偶関数でもない回路から純粋な奇関数あるいは偶関数の特性を持つ回路を得ることができる。

〈4・1〉 差動対 左右対称な回路の代表と言えば差動対であろう。回路を図4(b)に示す。上の議論から、差動増幅回路は正に(P)の部分の奇関数成分だけを取り出す回路であることがわかる[†]。

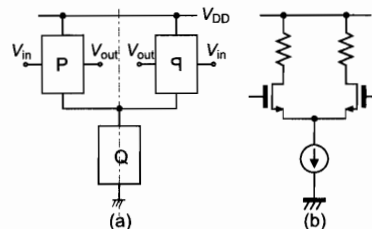


図4 左右対称な回路(a), 差動対の例(b).

[†] 偶関数成分はテール電流源の作用で、理想的にはゼロになる。

差動対ははじめ真空管増幅器で考案された^{††}。真空管では容量結合の増幅器が主流だったので、差動対は心電計等に必要の直流増幅器を構成する回路として用いられた。その特徴は

- 入出力を差動信号とすることで、ドリフトの少ない直流増幅器が実現可能である。
- 同相抑圧作用があるので、外部からの誘導雑音の影響を受けにくい。

これらは増幅素子が真空管であるか、トランジスタ (BJT, MOS) であるかを問わず、回路が (点) 対称すなわち奇関数の特性を持つことによって生ずる特徴であり、将来新しい能動素子が発明されても「差動対」のアイデアは有効であり続けるだろう。

〈4・2〉 回路図, 素子, レイアウトの対称性 奇関数が前記のような左右対称の回路で実現されているとすると、差動入力信号 $x, -x$ に対して出力の差動信号[†]は

$$\frac{f(x) - f(-x)}{2} = a_1x + a_3x^3 + \dots = f_{od}(x) \quad (3)$$

となって、偶数次成分は全く含まれず、 x が小さければ差動出力はよい近似で a_1x となる。つまり、差動回路は引き算すなわち打消しによって線形性を高めている。したがって、回路 (図) が左右対称であるだけでは不十分であり、回路を構成する素子も左右対称でなければならない。さらに、回路のレイアウト (幾何学的配置) も左右対称でなければならない。

そのようなわけで、差動増幅回路ができるだけ対称になるように製造することで各種性能が非常に向上してきたという歴史がある。集積回路が当たり前の若い人は知らないかもしれないが、「ドリフト」とは直流増幅器の出力の電圧が、無入力でも漂動する現象である。これは主に増幅素子の特性が周囲温度の変化や経時変化によって生ずるが、非差動対構成の真空管増幅器では数 mV におよび⁽¹⁾、問題であった。真空管でも差動構成とすることにより 2 桁ほど改善され、ドリフトは数十 μV 程度に軽減された。真空管はサイズも大きく機械工作を必要とするので全く同じものを製造するのは難しいが、集積回路ならば同じウエハ上の数 μm の距離で隣接したマッチングのよいトランジスタを製造するのは遥かに容易である。集積回路化した差動対とコモンセントロイド配置等のレイアウト上の工夫も動員して、ドリフトは (10 ~ 100) nV/deg 程度に改善されている。

このように、回路図の対称性だけでなく、それを構成する素子の対称性が回路性能に大きく影響する。

^{††} 発明の時期は調べきれていないが、3 極管の発明 (Lee De Forest) が 1908 年で、その後差動増幅器が一般化したのは 1940 年代以降のようである⁽²⁾。

[†] 差動負荷としては一端が接地された負荷が使えないので、負荷としては両端ともフローティングのメータやペン描きレコーダなどが使われた。交流であれば変成器を使ってシングルエンド出力に変換することも多かった。

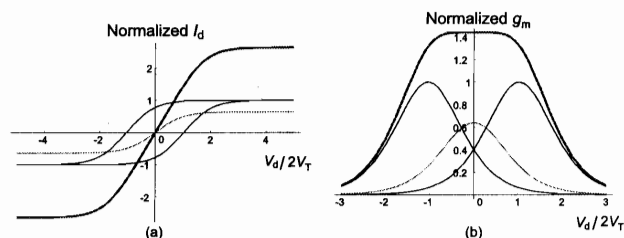


図5 線形化のアイデア (Multi-tanh technique). tanh 関数をずらして重ねる (a), そのトランスコンダクタンス (b).

〈4・2・1〉 線形化差動対 BJT 差動対による差動増幅器は線形入力範囲が 10 mV 程度しかない。電源電圧が数 V 以上あった時代には問題でなかったが、1980 年代後半にはデバイスの微細化に伴って電源電圧が低下しただけでなく、ウォークマン等の乾電池 1 本で動作する携帯機器の需要が拡大し、1 V 前後で動作する回路が必要となった⁽³⁾。そこで、差動対の線形入力範囲を拡大することが問題になった。

差動対の入出力特性が奇関数である tanh 関数 (図 5(a) の緑) で表されることから、それに複数の差動対 (青) を左右にずらし、重みづけして足し合わせてひとつの長い線形範囲 (赤) を得ることを思いついた (図 5)。

問題は線形範囲を最大にするにはどのようにずらせばよいかであったが、一度微分してトランスコンダクタンスが最大平坦特性になるように決めればよいことに気付いた (同図 (b))。つまり、今度は偶関数をいくつか重ね合わせてできるだけ長い平坦部分を設計する問題に変わり、5 組までは解析解が求まった⁽⁴⁾。

図 6(a) は、その具体的な回路実現手法の説明図である。差動対の入力にオフセットを与えて左右にずらし、それらの出力を加え合わせることで線形範囲を拡大するというアイデア^{††}を示している。N = 6 組の差動対を用いることで、線形入力範囲は単なる差動対の 10.4 mV から 128.6 mVp-p へと約 12.4 倍に拡大された。この技術は HDD のリードチャネル用等化器などで実用化された⁽⁵⁾。

Multi-tanh 技術は A 級動作の回路であるが、対称性を利用するもう一つの方法として、差動対を元にして AB 級動作する線形化手法 (multi-tail technique) が 1986 年に Voorman により提案された (図 6(b) 参照)⁽⁷⁾。この手法によれば、線形入力範囲は N = 6 組の差動対を使った場合 593 mV まで拡大されるが、AB 級動作であるため出力電流の同相成分が変化するので、その抑圧が必要である。図 6(b) ではカレントミラー負荷によってこれを実現している。しかし、直接利用されない電流が N = 3 の場合でも 93% に上り、電流効率が悪いのが欠点である。

なお、両アイデアに基づく別の回路実現手法が木村によって種々考案されている⁽⁸⁾。

^{††} B. Gilbert によって “multi hyperbolic-tangent technique” と命名されている。最初のアイデアはたぶん 1975 年の Schmoock⁽⁴⁾ だとと思われるが、3 組以上に拡張したのは筆者 (1990 年) である⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

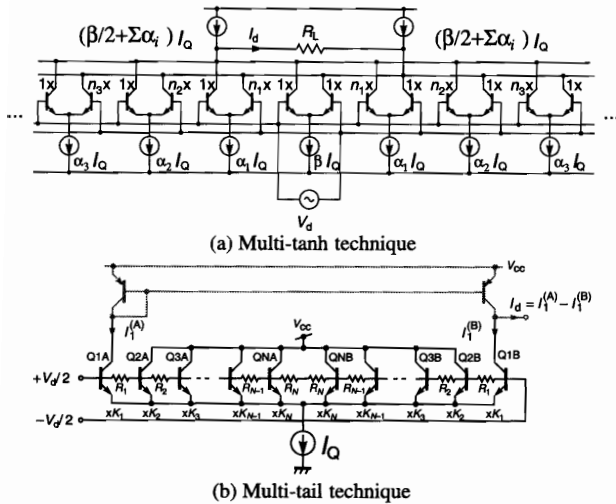


図6 線形化差動対の回路構成（一般形）

〈4・2・2〉 2乗回路 前記の線形化差動増幅回路は、伝達特性が奇関数の回路に差動信号を入力し、出力信号の差を取り出すことにより線形化を達成していた。しかし、出力信号の和を取り出せば奇数次の成分がキャンセルされて偶関数が合成できる。たとえば、うまく設計すると精度のよい2乗回路が実現できる。差動対は元々高周波まで動作し、マルチテール技術によって広い入力範囲にわたって2乗回路が実現できるので、Voorman⁽⁷⁾、木村⁽⁸⁾、松平⁽¹⁰⁾らによって研究された。

〈4・3〉 正規分布から近似的に一様分布を合成する方法 線形化差動対を作る手法は電気以外にも応用できる。筆者らはコンパレータの入力換算オフセット電圧が正規分布することを利用した確率型フラッシュAD変換器を研究しているが、そのもっとも大きな問題として線形性の悪い点がある⁽¹¹⁾。これはオフセット電圧の確率分布密度関数(PDF)を一様分布にできれば解決する。マルチ tanh 技術では個々の差動対の g_m が釣鐘型の $\text{sech}^2 x$ であったが、その代わりに同じく釣鐘型の正規分布を多数使って平坦部分の長いPDFを合成することを考えた。

これもコンパレータを複数組に分割して、それぞれのPDFを左右にシフトして重みづけすれば平坦化できる。左右のシフトは正規分布の平均値をずらすことなので外部から固定の基準電圧を加えて実現し、重みづけは用いるコンパレータ数を増減することで実現できる。実際にはダイナミックエレメントマッチング手法を適用するために構成数の異なるコンパレータ群を作るのは不都合であり、重みづけはコンパレータ数ではなく、後段のデジタル処理で行う。

計算を行い、分割する組数とそれぞれの組に与える基準電圧を計算したが、数组以上に分割する場合は等間隔に平行移動しても平坦性は殆ど変わらないことから、実用的には隣接する組同士を正規分布の分散を σ^2 とすると 1.5σ ずつ平行移動すればよいことを見出した⁽¹¹⁾。図7に、11組の正規分布で近似した一様分布の例を示す。

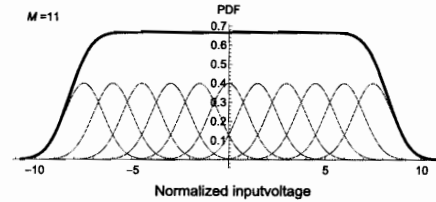


図7 正規分布から近似的に一様分布を合成する

〈4・4〉 偶高調波ミキサ

〈4・4・1〉 倍周波型磁気変調器（アップコンバータ） 倍周波型磁気変調器（以下、磁気変調器(MM)と略す；磁気センサとして用いる場合はフラックスゲート型磁力計⁽¹²⁾という）は、筆者の大学院時代の研究テーマであるが、対称性の利用についてはじめて意識させられ、かつ感動した回路である。

MMの原型であるフラックスゲート型磁力計は1936年に提案された⁽¹²⁾。外部から磁界を印加する代わりに、閉磁路の磁心に電流で入力を与えるための巻線を施したものが倍周波型磁気変調器である。これで電流センサ、つまり増幅器が構成できる。ここでは磁心の特性が奇関数（点対称な関数）であることが核心である。次にこれを考えてみよう。

図8はMMの動作原理を説明するための図である。同図(b)のような飽和する点対称な $B-H$ 特性を持つ磁心に、(a)のような巻線を施して、基本角周波数が ω の三角波の励振電流 $i(t)$ を流す。 $i(t)$ の振幅が磁心を飽和させると出力電圧はゼロになるので、出力巻線には正負の矩形パルス波(e)（実線）が現れる。ここで入力巻線から直流電流が入力されると、その分三角波が上下に平行移動するので、同図(e)の破線のようにパルス波の位置がずれる。このため、出力 $V_o(t)$ は入力 δI に比例した 2ω 成分を含むようになり、dcから 2ω へのアップコンバータとして動作する。もちろん、励振波形は偶数次高調波を含まない周期波形ならば正弦波やパルス波などでもよい(図8(c))。

MMはコイルであるから出力に直流成分が発生することはないが、抵抗性の点対称特性素子を用いれば、逆に 2ω からdcへのダウンコンバータも作れる(次節)。

〈4・4・2〉 差動対を用いた偶高調波ミキサ (EHMIX) 通常のミキサでは製造が難しいミリ波領域では、抵抗性の奇関数素子としてAPDP (anti-parallel diode pair；逆並列ダイオード対)を用いた偶高調波ミキサが、古くから用いられてきた(主にIFに対するアップ/ダウンコンバータ)。EHMIXには自己混合が発生しないという、直接変換方式にとって絶好の性質がある。しかし、APDPは2端子素子なので、RF/LO/BBの分離が難しく、高度なフィルタを必要とする⁽¹³⁾。図9(a)~(d)にAPDPを用いたEHMIXの動作を示す。

EHMIXに用いる非線形素子は奇関数特性さえ持てば2端子素子である必要はないので、差動対なら奇対称な tanh の入出力特性を持ち、かつ入出力に4つの端子があるから

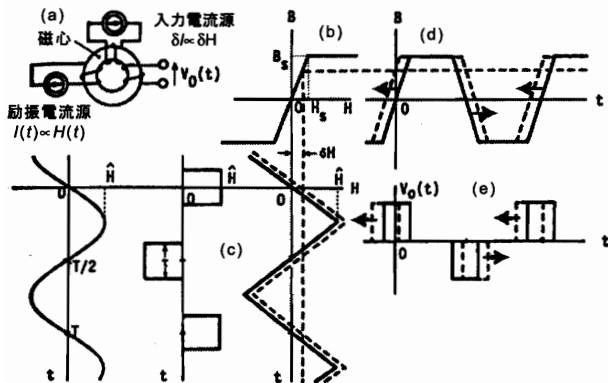


図8 倍周波型磁気変調器の原理

RF/LO/BB の分離が簡単だと考え、同僚の山路氏と差動対を用いて EHMIX を構成することに取り組んだ⁽¹⁴⁾。

最初、RF と LO を歪ませることなく加算する回路に苦労したが、差動対の CMRR が非常に大きいことを利用すれば、RF と LO をそれぞれ入力端子に接続するだけで加算（実際は減算）が行われ、それが奇関数である \tanh に入力され、その非線形処理された結果が差動出力として得られることに気付いた（図9(e)~(h)）。さらに、2組の差動対を用いて RF に対して平衡構成とすることにより、LO の2次歪が打ち消せることにも気が付いた。図10にその構成を示す。PHS をターゲットにして LSI 化まで行ったが、折悪しく PHS の利用者が急減少し実用化の機会を逃したのは残念であった。

5. 上下対称な回路

上下対称（横軸に対して鏡映対称）な回路はあまり見かけない。しかし、左右対称の回路を 90° 傾けてみれば上下対称の回路に見える。その場合、電流の経路は左右方向であり、なんとなく上下対称とは言いにくい。上下対称な回路ならば、電流も上から下へ流れてほしい気がする。そのような回路を強いて挙げれば、CMOS インバータやコンプリメンタリ・プッシュプル出力段が思い浮かぶ。これらは NMOS/PMOS の特性が完全に対称というにはほど遠いが、相当程度の対称性はあるので、入出力特性がほぼ奇関数に近いものが得られる。これを利用して、次節に示す奇関数の性質を利用した回路を考えた。

〈5・1〉 CMOS インバータのみで構成した全差動増幅器
CMOS インバータは高速動作で電圧利得も高く、アスペクト比をうまく調整すればかなり点対称性の高い入出力特性が得られるだけでなく、rail-to-rail 動作が可能である。したがって、元来低電源電圧で使用するのに適した性質を持っているが、LSI で使用する場合に致命的なのはシングルエンドのアンプだということである。筆者は対称性を利用してこれを克服し、インバータを差動増幅器に仕立て上げる

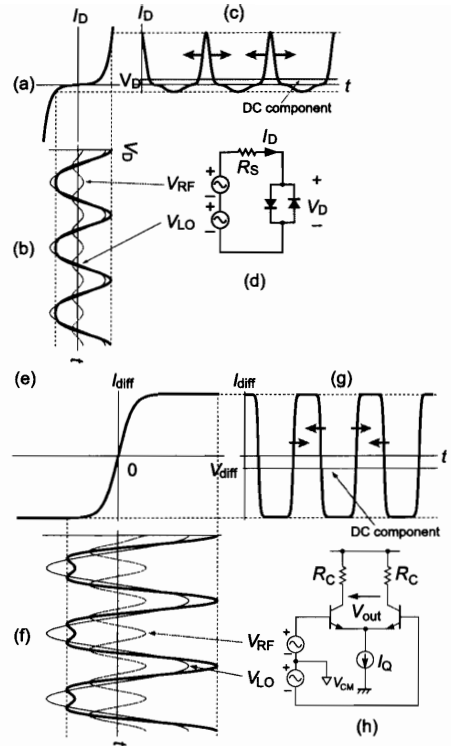


図9 APDPを用いた EHMIX(a)~(d)、および BJT 差動対を用いた EHMIX(e)~(h)。

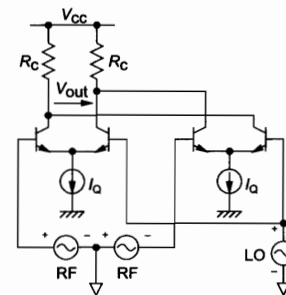


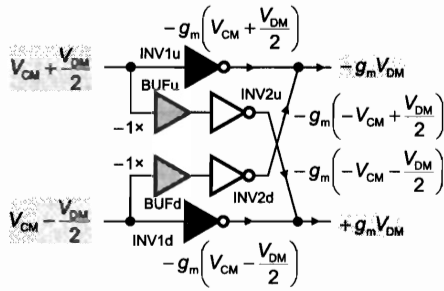
図10 BJT 差動対を用いた平衡型偶高調波ミキサ

ことを考えた[†]。

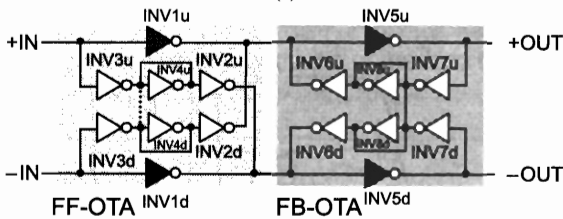
図11(a)にフィードフォワード型（以後 FF 型）の同相抑圧回路のアイデアを示す。まず、各インバータはトランスコンダクタンスが g_m の理想的 VCCS であると仮定する。同図中、INV1u と INV1d が増幅の主経路であり、INV2u と INV2d が同相成分をフィードフォワードで打ち消すために配置されているが、打ち消すためには g_m の符号を反転させなければならないので、 -1 倍のアンプ BUFu と BUFd を前置している。この -1 倍のアンプもインバータに負荷として入出力を短絡したインバータを付けることで容易に実現できる。

しかし、図11(a)のままでは負帰還を掛けても出力の同

[†] 類似のアイデアに基づく全差動増幅器が Nauta⁽¹⁶⁾、Ueno⁽¹⁷⁾、Barthélemy⁽¹⁸⁾ らによって提案されている。



(a)



(b)

図 11 フィードフォワード型の同相抑圧回路構成 (a),
フィードバック型の同相抑圧構成を追加した全体 (b).

相電圧が制御できないという、全差動増幅器としては具合の悪い問題が残る。そこで、出力側の同相電圧を帰還する 2 段目を設置し (図 11(b)), 全体で 2 段増幅器とした。これも左右の中心線に対して上下鏡映対称の回路構成である。

このような構成, あるいはその変形回路を $0.18 \mu\text{m}$ CMOS プロセスで試作したところ, 電源電圧 1 V における実測値で差動利得 59.0 dB , 同相利得 -21.9 dB , $\text{GBW} = 25.0 \text{ MHz}$, 消費電流 $59.9 \mu\text{A}$ 等の性能が得られた⁽¹⁵⁾。なお, この構成は AB 級動作する CMOS インバータを用いているので消費電流が少ない一方, 電源電圧の変化に対する消費電流の変動が大きい, この点は Harjani によって改良された⁽¹⁹⁾。

6. 回転対称な回路

〈6・1〉 RC ポリフェーズフィルタ RC ポリフェーズフィルタ (以後 RCPF) は 4 相対称信号を扱うアナログ複素フィルタで, 正の周波数と負の周波数で別の減衰特性をもつため, 広帯域の 90° 移相器, SSB 信号の発生, 変復調時の I/Q 信号処理等に使われている。

このフィルタの回路は図 12 に示すとおり, 4 本の線を振ったような形をしており, 左端でいうと $0^\circ \rightarrow 90^\circ \rightarrow 180^\circ \rightarrow 270^\circ \rightarrow 0^\circ$ と巡回的に端子を変更しても回路は変わらない。すなわち回転対称性を持つ回路である。詳細に観察すると隣接する位相の信号との間にあるキャパシタは全て右下がり結合しており, この非対称な C 結合が正負の周波数で非対称な特性の原因となっている。実際, C をすべて右上がりに変更すると, 左側端子と右側端子を交換した回路になるが, 変更前とは正負の周波数特性が入れ替わったものになる。

図 13(a) は入力信号の相順と通過域・阻止域ができる様子を説明している。入力相順が上から $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$

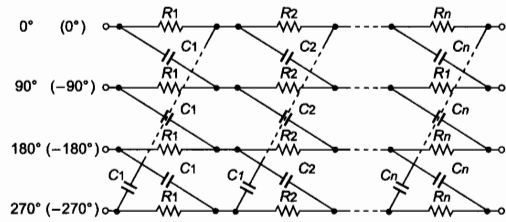
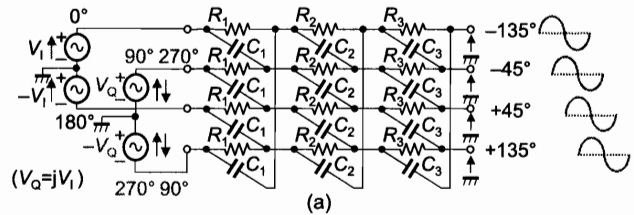
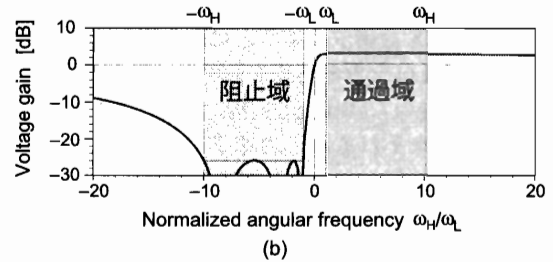


図 12 RC ポリフェーズフィルタの回路 (n 段)



(a)



(b)

図 13 RCPF の正相と逆相に対する応答。正相信号 (青) と逆相信号 (赤) (a), 正の周波数 (逆相信号) と負の周波数 (正相信号) に対する周波数応答 (b)。

(逆相) のときは, 出力に信号が現れるが, 相順がその逆の $0^\circ, -90^\circ, -180^\circ, -270^\circ$ (正相) のときは信号の位相差と R と C による位相遅れが打ち消し合って出力は現れない。図 13(b) は正の周波数 (逆相) と負の周波数 (正相) に対する入出力特性の周波数特性例である。

さて, 周波数特性が通過域と阻止域で同時に等リプルになるとき (連立チェビシェフ特性), RCPF の各段の時定数の間には $\tau_1 \tau_n = \tau_2 \tau_{n-1} = \dots = 1$ なる対称性がある⁽²⁰⁾。ここで, $\tau_k = R_k C_k$ であって, 第 k 段目の時定数である。つまり, 全体で n 段のとき, 第 k 段目については $\tau_k = (\tau_{n-k+1})^{-1}$ の関係がある。そのため, k 段目の素子値を (R_k, C_k) から $(1/C_k, 1/R_k)$ へと組織的に素子値の変換を行っても, 伝達関数が変化しないことが証明できる。さらに, 最初の RCPF の左右を反転した後, (R_k, C_k) を (C_{n-k+1}, R_{n-k+1}) に交換しても伝達関数は変化しない⁽²¹⁾。これらの操作を図 14 に示す。

〈6・2〉 その他の回転対称な回路 〈5・1〉 で説明した全差動 OTA も, 見方によっては 2 相の回転対称な回路に見える。筆者らは 3 相のアナログ信号処理を提案したが⁽²²⁾, これに関連して 3 相能動フィルタ用の OTA を前記インバータを用いた構成を拡張して実現した⁽²³⁾。これは同相成分を抑制する機能を持つ。4 相の RCPF 回路では同相成分だけでなく無相成分をも抑制しなければならないので, さらに回路規模が増大する⁽²³⁾。この点からも 3 相アナログ信号処

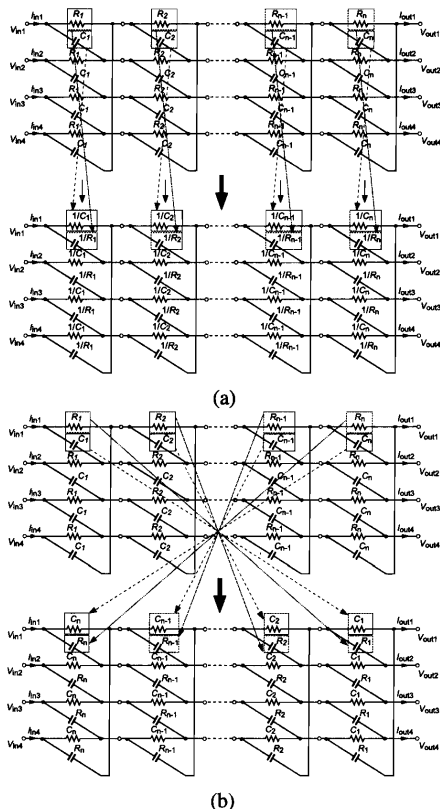


図 14 素子値を逆数にして R と C を交換 (a), 左右反転してから R と C の素子値を交換 (b)

理をもっと研究する価値があると思う。

さらに、高調波抑圧ミキサも同様に回転対称な回路構成を持つことを指摘しておく⁽²⁴⁾。

7. おわりに

大学卒業以来かれこれ40年以上にわたって主としてアナログ電子回路の研究に携わってきた。現在から振り返ると、驚くほど数少ないアイデアを元手としてこの間を過ごしてきた事を思い知らされる。中でも筆者にとって重要だったのは「対称性」の利用であったと思い当り、色々なことを思い出しつつ本稿を書いたがまだまだ書き足りない。

これまで勝手気ままに色々な回路を弄んできたように思っていたが、本稿を纏めてみて、対称な回路構成は偶関数でも奇関数でもない回路からできるだけ純粋な奇関数または偶関数を作るための仕掛けであったことにあらためて気づかされた。また、これまで偶関数はあまり役に立たないような印象を持っていたが、奇関数を微分すると偶関数になるので、意識せずにその事実を利用して設計していたことに気づかされた。

本稿は思い出話が殆どで、特に新しいことは何もないが、機会を与えられなければ決して考えなかったであろう視点から見てはじめて気が付くことがあり、修行が進んだ気がする。このような機会を与えて下さった電気学会電子回路研究専門委員会の濱崎委員長をはじめ幹事の皆様、委員の

皆様に感謝します。

また、これまで筆者を支えて下さった (株) 東芝、(株) 半導体理工学センター、ルネサスエレクトロニクス (株)、シャープ (株) の皆様、北見工大の皆様、さらにいつも深い議論をして頂いた電子回路研究会の皆様感謝します。お名前は挙げられませんが、お世話になった多くの方々に感謝いたします。本当にありがとうございました。

参考文献

- (1) 宇都宮敏男監修, 「直流増幅器の設計マニュアル」, 丸善, 昭和 41 年.
- (2) たとえば, F. F. Offner, "Balanced Amplifier," *Proc. I. R. E.*, Vol. 35, No. 3, pp. 306–310, March 1947.
- (3) 谷本洋, "バイポーラ アナログ回路と低電圧化," 平成 5 年電気学会全国大会講演予稿集, S.6–6, 1993.
- (4) J. C. Schmoock, "An input stage transconductance reduction technique for high-slew rate operational amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-10, no. 6, pp. 407–411, Dec. 1975
- (5) H. Tanimoto et. al.; "Realization of a 1-V Active Filter Using a Linearization Technique Employing Plurality of Emitter-Coupled Pairs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 26, No. 7, pp. 937–945, Jul. 1991
- (6) B. Gilbert, "The Multi-tanh Principle: A Tutorial Overview," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.33, No.1, pp.2–17, Jan. 1998.
- (7) J. O. Voorman, "Transconductance Amplifier," USP 4,723,110, Feb. 2, 1988
- (8) 木村克治, 「集積回路化に適する高性能差動増幅回路とその応用に関する研究」, 学位論文 (東京工業大学), 平成 10 年 2 月.
- (9) G. A. De Veirman et al.; "A 27MHz Programable Bipolar 0.05° Equiripple Linear-Phase Lowpass Filter," in *1992 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, WP 4.2, pp.64–65, Feb. 1992
- (10) 松平和也, 谷本洋, 「Multi-tail を用いた 2 乗回路」, 電気学会電子回路研究会資料, ECT-02-59, 2002 年 7 月.
- (11) 杉本俊貴, 谷本洋, 吉澤真吾, "確率的フラッシュ AD 変換器の線形化," 電気学会論文誌 C, Vol. 136, No. 1, pp. 8–15, 2016 年 1 月. DOI: 10.1541/ieejieiss.136.8
- (12) H. Aschenbrenner, G. Goubau, "Eine Anordnung zur Registrierung rascher magnetischer Störungen," *Hochfrequenztechnik und Elektroakustik*, Vol. 47, No. 6, pp. 177–181, Jun. 1936.
- (13) K. Itoh, M. Shimozawa, N. Suematsu and O. Ishida, "Even harmonic type direct conversion receiver ICs for mobile handsets: design challenges and solutions," *1999 IEEE RFIC Symp., Digest*, pp. 53–56, 1999.
- (14) T. Yamaji, H. Tanimoto, H. Kokatsu, "An I/Q Active Balanced Harmonic Mixer with IM2 Cancelers and a 45 Phase Shifter," *IEEE J.S.S.C.*, Vol. 33, No. 12, pp. 2240–2246, Dec. 1998.
- (15) H. Tanimoto, K. Yazawa, M. Haraguchi, "A Fully-Differential OTA Based on CMOS Cascode Inverters Operating From 1-Volt Power Supply," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 78, issue 1, pp. 23–31, Jan. 2014.
- (16) B. Nauta, "A CMOS transconductance-C filter technique for very high frequencies," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*,

Vol. 27, No. 2, pp. 142–153, Feb. 1992.

- (17) T. Ueno, T. Itakura, “A 0.9V 1.5mW Continuous-Time $\Delta\Sigma$ Modulator for WCDMA,” *ISSCC Digest of Technical Papers*, WP4.4, Feb. 2004.
- (18) H. Barthélemy, S. Meillère, J. Gaubert, N. Dehaese, S. Bourdel, “OTA based on CMOS inverters and application in the design of tunable bandpass filter,” *Analog Integr. Circ. Sig. Process.*, Vol. 57, No. 3, pp. 169–178, Dec. 2008. doi:10.1007/s10470-008-9167-8
- (19) R. Harjani, R. K. Palani, “Design of PVT tolerant inverter based circuits for low supply voltages,” *2015 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, San Jose, CA, 2015, pp. 1–8. doi: 10.1109/CICC.2015.7338424
- (20) K. Wada and Y. Tadokoro, “RC polyphase filter with flat gain characteristic,” *Proc. of ISCAS 2003*, pp. I-537–I-540, May 2003.
- (21) 田邊寛朗, 谷本洋, 「阻止域と通過域の両方が同時に等リプル特性になる RC ポリフェーズフィルタの素子値設計法と素子値広がりの検討」, 電子情報通信学会技術報告 vol.105, no.274, CAS2005-30, pp.25-30, 2005 年 9 月.
- (22) 山路隆文, 「対称三相アナログ信号処理とその無線通信回路への応用」, 電子情報通信学会技術報告, CAS2011-103, pp. 99–102, 2012 年 1 月.
- (23) 桑原浩一, 谷本洋, 山路隆文, 「 CMOS インバータを用いた多相回路用 OTA の検討」, 電気学会電子回路研究資料, ECT-08-088, 2008 年 11 月
- (24) T. Yamaji, H. Tanimoto, J. Matsuno, T. Itakura, “Harmonic Signal Rejection Schemes of Polyphase Downconverters,” *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, Vol. 58, No. 10, pp. 2308–2317, Oct. 2011.