

高調波抑圧形集中定数 90 度ハイブリッド

田原 志浩[†] 山中 宏治[†] 原田 憲一^{††} 大橋 英征[†]
佐藤 亨^{†††}

A Lumped-Element Quadrature Hybrid with Harmonic Suppression

Yukihiro TAHARA[†], Koji YAMANAKA[†], Ken-ichi HARADA^{††}, Hideyuki OH-HASHI[†],
and Toru SATO^{†††}

あらまし 直列インダクタと並列キャパシタからなる π 形回路を用いた集中定数 90 度ハイブリッドは、アンテナ給電回路や増幅器の電力合成回路などに広く用いられている。ここでは、 π 形回路にインダクタやキャパシタを付加して共振回路を構成することにより、所望の高調波帯域に減衰特性をもたせた集中定数 90 度ハイブリッドを提案する。基本波における整合条件と高調波における共振条件から、各集中定数素子の設計式を導出した。VHF 帯において試作した集中定数 90 度ハイブリッドは良好な基本波分配特性と高調波抑圧特性を示し、本回路構成の有用性と設計の妥当性が確認できた。

キーワード 方向性結合器, ハイブリッド, 集中定数, 高調波抑圧

1. ま え が き

ハイブリッドは、マイクロ波帯・ミリ波帯におけるアンテナ給電回路や増幅器の電力合成回路などに広く用いられている。ブランチライン形ハイブリッドのような分布定数線路を用いたハイブリッドの場合、設計周波数で $1/4$ 波長の電気長を有する伝送線路で回路が構成されるため、低周波においては回路サイズが大きくなるという問題がある。そのため、集中定数回路素子のみで構成した集中定数ハイブリッドや、集中定数回路素子と分布定数線路を組み合わせることにより小形化を図ったハイブリッドについて、数多くの報告がなされている [1] ~ [8]。

一方、増幅器の電力合成を行う場合において、増幅器から出力される高調波を抑圧するために、電力合成回路の他にフィルタが設けられることがある。しかし、増幅器の出力に電力合成回路とフィルタの二つの回路

を設けることにより全体の回路サイズが大きくなるという課題があった。そこで、最近高調波帯域で減衰特性を有するハイブリッドが注目されている [9] ~ [12]。ハイブリッド単体で高調波が抑圧できるためフィルタが不要となり、回路の小形化が期待できる。しかし、これまでに報告されている高調波を抑圧することのできるハイブリッドは、もともとハイブリッドの小形化のために周期構造を適用したものであり、高調波における減衰特性はその周期構造によって付随的に得られたものであった。したがって、基本波においてハイブリッド特性を実現するための設計方法は示されているものの、特定の高調波を抑圧するための設計方法は明確になっておらず、高調波帯域の減衰特性を基本波の特性に対して独立に設計することは困難であった。

そこで、直列インダクタと並列キャパシタからなる集中定数 π 形回路を用いた集中定数 90 度ハイブリッドにおいて、所望の高調波を抑圧するよう設計することのできる高調波抑圧形ハイブリッドを提案する。ハイブリッドを構成する集中定数 π 形回路に対してインダクタ若しくはキャパシタを付加することによって共振回路を形成し、高調波帯域において上記共振回路が共振するように設計することにより、所望の高調波を抑圧することができる。

本論文では、直列共振回路及び並列共振回路を設けた 2 種類の高調波抑圧形集中定数 90 度ハイブリッド

[†] 三菱電機株式会社情報技術総合研究所, 鎌倉市
Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corporation, Kamakura-shi, 247-8501 Japan

^{††} 三菱電機株式会社通信機製作所, 尼崎市
Communication Systems Center, Mitsubishi Electric Corporation, Amagasaki-shi, 661-8661 Japan

^{†††} 京都大学大学院情報学研究所通信情報システム専攻, 京都市
Department of Communications and Computer Engineering,
Graduate School of Informatics, Kyoto University, Sakyo-ku,
Kyoto-shi, 606-8501 Japan

の回路構成を示し、両構成に対して基本波における整合条件と高調波における共振条件から各集中定数回路素子の設計式を導出する．この設計式を用いて、二次高調波帯域に減衰特性を有する集中定数 90 度ハイブリッドの設計例を示す．更に、VHF 帯において試作評価を行い、提案する回路構成の有用性と設計の妥当性を検証する．

2. 構 成

図 1 に高調波抑圧形集中定数 90 度ハイブリッドの回路構成を示す．図 1 (a) の並列共振形では、ハイブリッドの分岐線路を構成する直列インダクタ L_{p1} , L_{p2} に対して並列にキャパシタ C_{p1} , C_{p2} を挿入することにより、並列回路を構成している．この並列回路を、基本波では等価的にインダクタンス、高調波では開放（並列共振）となるように設計する．一方、図 1 (b) の直列共振形では、分岐点の並列キャパシタ C_s に対して直列にインダクタ L_{s3} を挿入することにより、直列回路を構成している．この直列回路を、基本波では等価的にキャパシタンス、高調波では短絡（直列共振）となるように設計する．

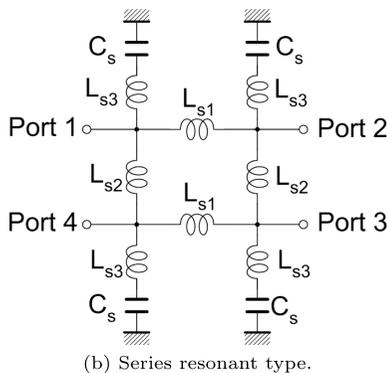
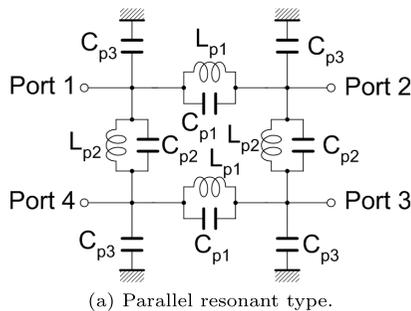


図 1 高調波抑圧形集中定数 90 度ハイブリッドの回路構成
Fig. 1 Configurations of the lumped-element quadrature hybrid with harmonic suppression.

図 1 の回路において、端子 1 から入力された基本波信号は、従来の集中定数 90 度ハイブリッドと同様に 90 度の位相差をもって端子 2 と端子 3 に出力され、端子 4 には出力されない．一方、抑圧したい所望の高調波信号に対しては、図 1 (a) の並列共振形では並列回路が共振して分岐線路部が開放となり、図 1 (b) の直列共振形では直列回路が共振して分岐点が短絡となるため、端子 1 から入力された高調波信号はいずれの回路においても全反射となり、他の端子には出力されない．

このように、並列共振形及び直列共振形のいずれの回路構成においても、共振回路を形成する二つの集中定数素子の値を抑圧したい高調波において上記共振回路が共振するように設定することにより、基本波における分配特性を保ちながら所望の高調波帯域に減衰特性を実現することができる．

3. 設 計

3.1 高調波抑圧形 π 形回路

図 1 の高調波抑圧形 90 度ハイブリッドを構成する重要な要素回路である高調波抑圧 π 形回路を図 2 に示す．図 1 に示した回路が基本波においてハイブリッドとして動作するためには、図 2 に示す高調波抑圧 π 形回路が基本波において $1/4$ 波長の電気長を有する伝送線路と等価になればよい．一方、抑圧したい高調波に対しては π 形回路に含まれる共振回路を共振させる必要がある．

図 2 (a) に示す並列共振形の高調波抑圧 π 形回路の場合、基本波 $f_0 (= \omega_0/2\pi)$ において $1/4$ 波長の

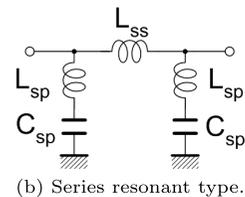
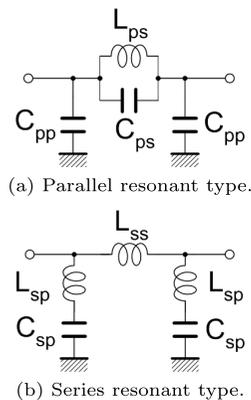


図 2 高調波抑圧用共振回路を有する集中定数 π 形回路
Fig. 2 Lumped-element π -type networks with resonant circuits for harmonic suppression.

伝送線路と等価になるためには、それぞれの F 行列 (Voltage-Current Transmission Matrix) [13] を求めることにより以下の関係が成り立つ。

$$1 - \frac{\omega_0^2 L_{ps} C_{pp}}{1 - \omega_0^2 L_{ps} C_{ps}} = 0 \quad (1)$$

$$\omega_0 C_{pp} = \frac{1}{Z} \quad (2)$$

ここで、 Z は 1/4 波長伝送線路の特性インピーダンスである。一方、高調波 $f_1 (= \omega_1/2\pi)$ において、インダクタ L_{ps} とキャパシタ C_{ps} が並列共振することにより以下の関係が成り立つ。

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_{ps} C_{ps}} \quad (3)$$

式 (1) ~ (3) より、基本波 f_0 に対しては特性インピーダンス Z の 1/4 波長伝送線路と等価になり、高調波 f_1 に対しては開放となるような π 形回路の各素子値は次のように求まる。

$$L_{ps} = \frac{(\omega_1^2 - \omega_0^2)Z}{\omega_0 \omega_1^2} \quad (4)$$

$$C_{ps} = \frac{\omega_0}{(\omega_1^2 - \omega_0^2)Z} \quad (5)$$

$$C_{pp} = \frac{1}{\omega_0 Z} \quad (6)$$

一方、図 2 (b) に示す直列共振形の高調波抑圧 π 形回路についても同様に、基本波 $f_0 (= \omega_0/2\pi)$ では 1/4 波長伝送線路と等価になることより、以下の関係が成り立つ。

$$1 - \frac{\omega_0^2 L_{ss} C_{sp}}{1 - \omega_0^2 L_{sp} C_{sp}} = 0 \quad (7)$$

$$\omega_0 L_{ss} = Z \quad (8)$$

一方、高調波 $f_1 (= \omega_1/2\pi)$ においては、インダクタ L_{sp} とキャパシタ C_{sp} が直列共振することにより以下の関係が成り立つ。

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_{sp} C_{sp}} \quad (9)$$

式 (7) ~ (9) より、基本波 f_0 に対しては特性インピーダンス Z の 1/4 波長伝送線路と等価になり、高調波 f_1 に対しては短絡となるような π 形回路の各素子値は次のように求まる。

$$L_{ss} = \frac{Z}{\omega_0} \quad (10)$$

$$L_{sp} = \frac{\omega_0 Z_0}{\omega_1^2 - \omega_0^2} \quad (11)$$

$$C_{sp} = \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega_1^2 Z} \quad (12)$$

なお、並列共振形及び直列共振形のいずれの高調波抑圧 π 形回路についても、共振回路を共振させる周波数 f_1 は基本波 f_0 に対して独立に設定できるため、任意の高調波を抑圧することが可能である。

3.2 高調波抑圧形 90 度ハイブリッド

ここでは、上記高調波抑圧 π 形回路を用いて結合度 3 dB の 90 度ハイブリッドを構成する場合について示す。結合度 3 dB の分布定数ブランチライン形ハイブリッドは、各入出力端子の負荷インピーダンスを Z_0 とした場合、特性インピーダンス Z_0 と $Z_0/\sqrt{2}$ の 1/4 波長伝送線路から構成される。すなわち、図 1 (a) の並列共振形の集中定数ハイブリッドにおいて結合度を 3 dB とするためには、 L_{p1} , C_{p1} , C_{p3} からなる π 形回路がインピーダンス Z_0 の 1/4 波長伝送線路となり、 L_{p2} , C_{p2} , C_{p3} からなる π 形回路がインピーダンス $Z_0/\sqrt{2}$ の 1/4 波長伝送線路となればよい。したがって、基本波 f_0 において結合度 3 dB の 90 度ハイブリッドとして動作し、高調波 f_1 に対しては全反射となるような各素子値は、式 (4) ~ (6) から次式で与えられる。なお、 C_{p3} は二つの π 形回路における並列容量の和となっている。

$$L_{p1} = \frac{(\omega_1^2 - \omega_0^2)Z_0}{\sqrt{2}\omega_0\omega_1^2} \quad (13)$$

$$L_{p2} = \frac{(\omega_1^2 - \omega_0^2)Z_0}{\omega_0\omega_1^2} \quad (14)$$

$$C_{p1} = \frac{\sqrt{2}\omega_0}{(\omega_1^2 - \omega_0^2)Z_0} \quad (15)$$

$$C_{p2} = \frac{\omega_0}{(\omega_1^2 - \omega_0^2)Z_0} \quad (16)$$

$$C_{p3} = \frac{1 + \sqrt{2}}{\omega_0 Z_0} \quad (17)$$

同様に、図 1 (b) の直列共振形のハイブリッドの各素子値は、式 (10) ~ (12) から次式で与えられる。

$$L_{s1} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}\omega_0} \quad (18)$$

表 1 高調波抑圧形ハイブリッドの設計例
Table 1 Design examples of the harmonic-suppression hybrids.

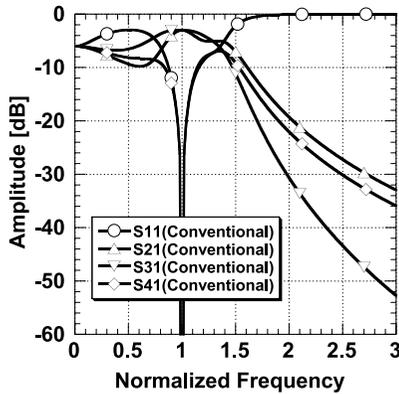
(a) Parallel type		(b) Series type	
L_{p1}	84 nH	L_{s1}	113 nH
L_{p2}	119 nH	L_{s2}	159 nH
C_{p1}	30 pF	L_{s3}	22 nH
C_{p2}	21 pF	C_s	115 pF
C_{p3}	154 pF		

$$L_{s2} = \frac{Z_0}{\omega_0} \quad (19)$$

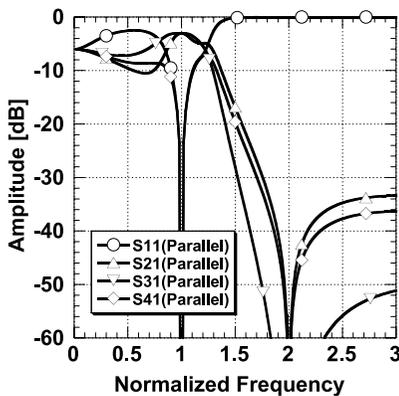
$$L_{s3} = \frac{\omega_0 Z}{(1 + \sqrt{2})(\omega_1^2 - \omega_0^2)} \quad (20)$$

$$C_s = \frac{(1 + \sqrt{2})(\omega_1^2 - \omega_0^2)}{\omega_0 \omega_1^2 Z_0} \quad (21)$$

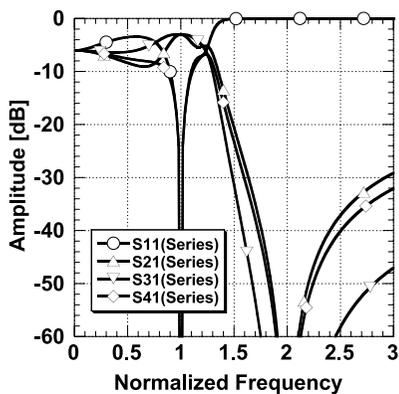
これらの式を用いて、基本波を $f_0 = 50$ [MHz] とし、二次高調波 ($f_1 = 2f_0 = 100$ [MHz]) を抑圧するように設計した集中定数 90 度ハイブリッドの例を示す。表 1 に各集中定数素子の値、図 3 に従来の集中定数ハイブリッドと今回提案する高調波抑圧形ハイブリッドの特性計算結果を示す。高調波抑圧形ハイブリッドは、並列共振形、直列共振形とも、基本波においてハイブリッドとして動作するとともに、所望の二次高調波において減衰特性が得られている。基本波のハイブリッド特性については、並列共振形、直列共振形とも入力リターンロス 20 dB 以上の比帯域は 6% であり、従来の集中定数ハイブリッドの比帯域 8% に比べてやや狭帯域となっている。一方、二次高調波の減衰特性については、従来の集中定数ハイブリッドは基本波に対する二次高調波の振幅比が -16 dBc 程度であるのに対し、高調波抑圧形ハイブリッドでは二次高調波の減衰量が理想的には無限大となる優れた減衰特性が得られている。なお、基本波に対する二次高調波の振幅比が -50 dBc 以下となる比帯域は、並列共振形が 3% であるのに対して直列共振形は 15% であり、より広帯域な減衰特性となっている。これは、直列共振形の回路構成では各分岐点に共振回路が形成されており、入力端子と出力端子との間の経路に少なくとも二つの共振回路が存在するため、より大きな減衰量が得られているものと考えられる。



(a) Conventional type.



(b) Parallel resonant type.



(c) Series resonant type.

図 3 高調波抑圧形ハイブリッドの特性計算結果
Fig. 3 Calculated harmonic-suppression hybrid characteristics.

4. 実験結果

VHF 帯において二次高調波を抑圧する並列共振形の集中定数 90 度ハイブリッドの試作を行った。図 4 に誘電体基板に空芯コイルとコンデンサを実装して試

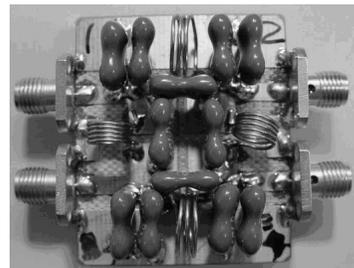
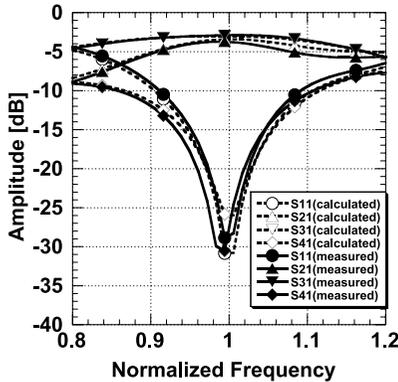
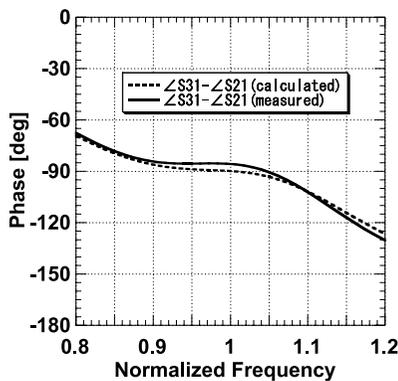


図 4 高調波抑圧形集中定数 90 度ハイブリッド試作品
Fig. 4 Fabricated lumped-element quadrature hybrid with harmonic suppression.

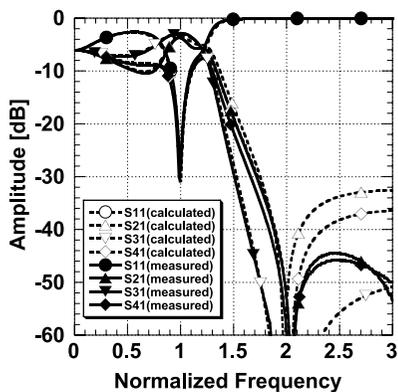
作した二次高調波抑圧形集中定数 90 度ハイブリッドを示す。また、図 5 に測定結果を示す。実測値と計算値はほぼ一致し、基本波において良好な分配特性が



(a) Amplitude characteristics around the fundamental frequency.



(b) Phase characteristics around the fundamental frequency.



(c) Broadband amplitude characteristics.

図 5 ハイブリッド特性測定結果

Fig. 5 Measured hybrid characteristics.

得られるとともに、二次高調波は基本波に対して振幅比 -50 dBc 以下の良好な抑圧特性が得られた。なお、基本波における計算と実測の中心周波数のずれは約 1%であったのに対して、二次高調波の減衰特性については実測は計算に対して 4%程度高域にずれている。これは、図 5 の計算で用いた素子値は試作に用いたコイルのインダクタンスとコンデンサの静電容量を基本波において測定した値を反映したものであり、二次高調波における実際の素子値は異なる可能性があるためと考えられる。

5. むすび

所望の高調波を抑圧することのできる集中定数 90 度ハイブリッドを提案した。本ハイブリッドは、減衰特性を有する帯域を基本波に対して独立に設定することができるため、任意の不要波を抑圧することができる。VHF 帯において試作したハイブリッドは、基本波において良好な分配特性を示すと同時に所望の高調波に対しては良好な抑圧特性が得られ、本回路構成の有用性と設計方法の妥当性が示された。

文 献

- [1] M. Caulton, B. Hershonov, S.P. Knight, and R.E. DeBrecht, "Status of lumped elements in microwave integrated circuits—Present and future," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT-19, no.7, pp.588–599, July 1971.
- [2] R.W. Vogel, "Analysis and design of lumped- and lumped-distributed-element directional couplers for MIC and MMIC applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.40, no.2, pp.253–262, Feb. 1992.
- [3] J. Hogerheiden, M. Ciminera, and G. Jue, "Improved planar spiral transformer theory applied to a miniature lumped element quadrature hybrid," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.45, no.4, pp.543–545, April 1997.
- [4] Y.C. Chiang and C.Y. Chen, "Design of a wide-band lumped-element 3-dB quadrature coupler," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.49, no.3, pp.476–479, March 2001.
- [5] 坂上岩太, 泉 圭輔, 坂口和志, 藤井雅文, "分布定数回路に基づく集中定数 2, 3 ブランチの 3 dB コダイレクショナル・カップラについて," 信学技報, MW2004-198, Dec. 2004.
- [6] I. Ohta and T. Kawai, "Design of quadrature hybrids and directional couplers based on the equivalent admittance approach," IEICE Trans. Electron., vol.E88-C, no.1, pp.2–14, Jan. 2005.
- [7] 河合 正, 小久保吉裕, 太田 勲, "直列容量装荷型小型ブランチラインカップラの設計," 信学論 (C), vol.J89-C, no.1, pp.48–49, Jan. 2006.

- [8] 山崎 淳, 太田 勲, “半集中定数回路を用いた小型プランチラインカプラの広帯域設計,” 信学論 (C), vol.J89-C, no.5, pp.234-242, May 2006.
- [9] Y.J. Sung, C.S. Ahn, and Y.S. Kim, “Size reduction and harmonic suppression of rat-race hybrid coupler using defected ground structure,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.14, no.1, pp.7-9, Jan. 2004.
- [10] J.T. Kuo, J.S. Wu, and Y.C. Chiou, “Miniaturized rat race coupler with suppression of spurious passband,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.17, no.1, pp.46-48, Jan. 2007.
- [11] H.S. Lee, K. Choi, and H.Y. Hwang, “A harmonic and size reduced ring hybrid using coupled lines,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.17, no.4, pp.259-261, April 2007.
- [12] C.W. Wang, T.G. Ma, and C.F. Yang, “Miniaturized branch-line coupler with harmonic suppression for RFID applications using artificial transmission lines,” 2007 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.29-32, June 2007.
- [13] R.E. Collin, Foundation for Microwave Engineering, Second ed., pp.257-259, McGraw-Hill, New York, 1992.

(平成 20 年 1 月 11 日受付, 4 月 11 日再受付)



田原 志浩 (正員)

平 7 京大・工・電子卒。平 9 同大学院修士課程了。平 20 同大学院博士課程了。平 9 三菱電機(株)入社。以来、マイクロ波電力分配回路等のアンテナ給電系の研究に従事。現在、同社情報技術総合研究所アンテナ技術部勤務。博士(情報学)。平 14 年度本会学術奨励賞受賞。IEEE, エレクトロニクス実装学会各会員。



山中 宏治 (正員)

平 10 東大・工学系研究科博士課程了。同年三菱電機(株)入社。以来、マイクロ波帯増幅器の研究・設計に従事。現在、同社情報技術総合研究所光・マイクロ波回路技術部勤務。工博。IEEE 会員。



原田 憲一

平 2 京大・理・物理卒。平 4 東大大学院・物理学専攻修士課程了。同年三菱電機(株)入社。以来、半導体プロセス、マイクロ波回路の開発・設計に従事。現在、同社通信機製作所通信情報コンポーネント製造部勤務。



大橋 英征 (正員)

昭 61 電通大・応用電子卒。昭 63 同大学院修士課程了。同年三菱電機(株)入社。以来、アンテナ給電回路、高周波モジュールの研究に従事。現在、同社情報技術総合研究所アンテナ技術部チームリーダー。平 6 年度本会学術奨励賞受賞。IEEE シニア会員。



佐藤 亨 (正員:フェロー)

昭 51 京大・工・電気第二卒。昭 56 同大学院博士課程了。同超高層電波研究センター助手, 工学部講師, 助教を経て, 平 10 より同大学院情報学研究科通信情報システム専攻教授。レーダによる降雨, 中層・超高層大気, 軌道運動物体のリモートセンシング並びに地下探査等のレーダ信号処理の研究に従事。日本航空宇宙学会, 地球電磁気・地球惑星圏学会, 文化財調査学会, IEEE, 米国気象学会各会員。工博。