

Studienrat Gunthard Kraus

Design und Realisierung von Mikrowellen-Schaltungen

1. ALLGEMEINES ZUM STAND DER TECHNIK

Betrachtet man die Umwälzungen der letzten 20 Jahre im Bereich der Elektronik und der digitalen Übertragung bzw. Verarbeitung von Analogsignalen, so schien für die „klassische Nachrichten- und Hochfrequenztechnik“ oft das Ende gekommen zu sein. Bei genauer Analyse zeigt sich aber, daß wir es eher mit einem Strukturwandel zu tun haben, denn wirklich verschwunden sind lediglich die klassischen Meßgeräte, Sender und Empfänger mit Drehknöpfen, Zeigermeßgeräten, Linear-, Kreis-, und Trommelskalen sowie die dicken Kabel bzw. HF-Stecker. Verschwunden (bis auf bestimmte Gebiete, in denen auf die Anwendung nicht verzichtet werden kann) sind auch die Hohlleiter im Frequenzbereich oberhalb von 1 GHz.

1.1. Überblick über den aktuellen Stand im Bereich Mikrowelle

a. Die Unterhaltungselektronik („TV-Sat-Schüsseln“) trieb die Entwicklung immer

rauschärmerer Bauteile im GHz-Bereich (z.B. GaAs-FETs mit Rauschzahlen unter 1 dB bei 12 GHz) zu immer günstigeren Preisen und Millionen-Stückzahlen vorwärts. Parallel dazu entstanden immer raffiniertere und oft auch einfachere und damit preisgünstigere Schaltungs-, Konstruktions- und Abstimmetechniken für GHz-Konverter und -Empfänger.

- b. Die Weiterentwicklung des Mobilfunks in immer höhere Frequenzbereiche und die gleichzeitig breite Vermarktung als Konsumware brachte immer leistungsfähigere Sende-, Mischer-, Modulator-, Oszillator-, Synthesizer- und Empfänger-ICs zu stetig sinkenden Preisen auf dem Markt. Hand in Hand läuft hierbei die Weiterentwicklung der altbekannten Übertragungstechnik als Zeit- oder Frequenz-Multiplex-Verfahren, kombiniert mit neuen Modulationsarten (meist Phasen-Umtastung) und Signalverarbeitungstechniken (z.B. DSP).
- c. Der „normale Telefonverkehr“ bzw. die Datendienste (ISDN usw.) steigern ständig ihre Übertragungsgeschwindigkeit bzw. Kanalbelegungen und müssen plötzlich – z.B. innerhalb der jetzt benützten Lichtwellen-Leitersysteme – wieder „elektronische



Schaltungen“ einsetzen, die bei Taktfrequenzen bis über 1 GHz nach den Regeln der Hochfrequenztechnik gebaut sein müssen.

1.2. Die Mikrowellen-Hardware

- a. Der Systemwiderstand (= Wellenwiderstand Z der Koaxkabel usw.) liegt weltweit bei 50 Ohm.
- b. In der Konsumer-Elektronik (TV-Sat-Technik) dominiert der „F-Stecker“ und doppelt geschirmtes Koaxkabel mit Dämpfungs-Bestwerten von z.B. 0,4 dB pro Meter bei 2 GHz bei einem Systemwiderstand von jedoch 75 Ohm.
- c. Im Frequenzbereich bis 18 GHz stellt in der kommerziellen Technik der **SMA-Stecker** den überwältigenden Standard für die Verbindung von Baugruppen dar, die nicht dauernd gelöst werden müssen; dafür gibts z.B. SMB-Steckverbinder. Der N-Stecker wurde zwar noch nicht vollständig abgelöst, aber immer weiter zurückgedrängt.
- d. Die „HF-Verbindungsleitungen“ der Baugruppen bestehen normalerweise aus SEMI-RIGID-Kabel. Das sind halbstarre Kupferröhrchen mit Teflon-Füllung und einem massiven, dünnen, versilberten oder vergoldeten Innenleiter. Beim SMA-Stecker wird der Innenleiter des Kabels direkt verwendet, angespitzt und dann als zentraler Stift der Steckverbindung benutzt. Diese Kabel werden bei der Produktion in die gewünschte Form gebogen und sollten dann nicht mehr verändert werden.

Normalerweise werden hier die beiden Kabeltypen „RG 405“ und RG 402“ eingesetzt. Sie weisen verschiedene Außendurchmesser auf, wobei die Dämpfung beim Kabel „RG 402“ (Außendurchmesser 3,58mm) ca. 1,95 dB pro Meter, bei Kabel „RG 405“ (Außendurchmesser 2,7 mm) dagegen 3,75 dB für die Frequenz $f = 18$

GHz beträgt. (Bei 1 GHz: 0,36 bzw 0,67 dB pro m)

- e. Für bewegliche Verbindungen werden – je nach Frequenzbereich und Dämpfungsanforderungen – Koaxialkabel mit verschiedenen Isolationen und Durchmessern eingesetzt. Im Einsatzbereich oberhalb von 1 bis 2 GHz findet man, um die Verluste gering zu halten, ausschließlich Teflon (PTFE) als Dielektrikum.
- f. Die Schaltungen selbst werden fast nur noch in SMD-Technik verwirklicht, wobei bis ca. 1,5 GHz glasfaserverstärkte Epoxydharzplatinen (FR 4 – Material) verwendet werden. Mit steigender Frequenz geht man entweder auf glasfaserverstärktes Teflon (RT-Duriod, Ultralam 2000, DiClad...) oder Keramiksubstrate (AL_2O_3) bzw. künstlichen Saphir über.
- g. Für den Schaltungsentwurf (einschließlich kompletter Antennen- und Filterberechnung) gibt es längst ausgereifte CAD-Software mit erstaunlicher Leistungsfähigkeit und Präzision. Davon profitiert natürlich der interessierte Amateur, Lehrer oder Ingenieur, da diese Software oft auch in „Shareware-Versionen“ zu günstigeren Preisen auf dem Markt ist. Hier sei nur an die PUFF-CAD-Software erinnert, die eigentlich für Schulungszwecke an einem HF-Institut erstellt wurde.

2. EIGENSCHAFTEN UND ANWENDUNGEN VON „PUFF“

Mit dem CAD-Programm PUFF lassen sich vorgegebene Schaltungsentwürfe – seien es normale Schaltungsaufbauten oder Streifenleiter-Schaltungen – analysieren und anschließend optimieren.

Am schnellsten geht es aber, wenn der PC einen mathematischen Coprozessor zur Leistungssteigerung aufweist, was etwa fünffache Geschwindigkeit bringt.



PUFF ermittelt die Streu-Parameter (= S-Parameter) für einen vorgewählten Frequenzbereich und stellt die Berechnungsergebnisse entweder komplex im SMITH-Diagramm oder in bekannter Form als Frequenzgang dar (= *rectangular plot*).

Der Bezugswiderstand des Systems kann natürlich vorgegeben werden. 50 Ohm sind Standard, jedoch sind in Europa bei tiefen Frequenzen und bei TV-SAT-Anlagen 75 Ohm üblich.

Aus den berechneten Frequenzgängen (*frequency domain response*) kann PUFF auf Wunsch mit Hilfe der Fast-Fourier-Transformation die Impulsantwort oder wahlweise die Sprungantwort (*time domain response*) ermitteln und in ein eigenes Diagramm eintragen.

Die einzelnen Rechenergebnisse sind in einer Tabelle gespeichert und lassen sich durch Abfahren der Kurve mit dem Cursor für jeden Frequenzschritt nach Betrag und Phase anzeigen.

Die dargestellten Smith-Charts oder Frequenzgänge lassen sich durch *PRINT-SCREEN* ausdrucken.

Zur Optimierung der Schaltung kann ein einzelner Parameter der Schaltung (z.B. der Wert eines Bauteils oder die Länge einer Streifenleitung oder...) stufenlos innerhalb beliebiger, selbst wählbarer Grenzen verändert werden.

Beispiel für geänderte AUTOEXEC.BAT-Datei:

```
@LOADHIGH C:\DOS\SHARE.EXE /L:500 /F:5100
C:\DOS\SMARTDRV.EXE
@ECHO OFF
PROMPT $P$G
PATH C:\GEOWORKS;E:\MSIMEV54;E:\WINDOWS;D:\WINDOWS;C:\DOS;C:\SKETCH3;
C:\DOS\NLSFUNC
SET TEMP=C:\DOS
C:\DOS\MODE CON CODEPAGE PREPARE=((850 437) C:\DOS\EGA.CPI)
C:\DOS\MODE CON CODEPAGE SELECT=850
C:\DOS\KEYB GR,,C:\DOS\KEYBOARD.SYS
c:\dos\GMOUSE.COM
e:\windows\WIN.COM
```

Das Layout der Schaltung kann zum Schluß in verschiedene Maßstäben (im Normalfall: irgendwo zwischen $m = 1:1$ und einer Vergrößerung mit $m = 5:1$) auf dem Drucker ausgegeben werden.

3. INSTALLATION VON PUFF AUF DEM PC

1. Schritt:

Man legt auf der Festplatte ein Verzeichnis mit dem Namen PUFF an und kopiert sämtliche Dateien der Diskette hinein.

2. Schritt:

Vor dem Starten dieses Programmes muß auf den amerikanischen Zeichensatz („Codeseite 437“) umgeschaltet werden (sonst gibt es kein Ohm-Zeichen usw.). Hierfür müssen die Dateien AUTOEXEC.BAT und CONFIG.SYS verändert werden. Die Zeichensatz-Umschaltung muß dann vor dem Laden von PUFF mit dem DOS-Befehl „chcp“ (= change codepage) vorgenommen werden.

Beispiel für geänderte CONFIG.SYS-Datei:

```
LASTDRIVE=Z
DEVICEHIGH=C:\DOS\SETVER.EXE
DEVICEHIGH=C:\DOS\HIMEM.SYS
DEVICEHIGH=C:\DOS\EMM386.EXE ram
DOS=HIGH
COUNTRY=049,850,C:\DOS\COUNTRY.SYS
DEVICEHIGH=C:\DOS\DISPLAY.SYS CON=(EGA,,2)
FILES = 40
STACKS=9,256
SHELL=C:\DOS\COMMAND.COM C:\DOS\ /p
BUFFERS = 40
```



3. Schritt:

Falls das Layout der Platine oder der komplette Bildschirm mit allen Daten und Diagrammen ausgedruckt werden sollen, muß (ebenfalls vor dem Start von PUFF.EXE) der geeignete residente Druckertreiber geladen werden. Mitgeliefert werden jeweils 2 Treiber für: hp-Laserjet, EPSON- und IBM-PROPRINTER (für EGA- bzw. VGA-Bildschirme).

Sie heißen:

```
ega2eps.com   vga2pro.com
vga2eps.com   ega2lasr.com
ega2pro.com   vga2lasr.com
```

Will man sich das Leben vereinfachen, so schreibt man folgende kleine Batchdatei „PUFF.BAT“ und ordnet sie im Stammverzeichnis des Laufwerkes C: an (das nach dem Einschalten des Rechners gewählt wird). Man muß dann nur noch PUFF.BAT aufrufen und alles andere wird von selbst erledigt.

```
chcp 437
cd c:\puff
vga2pro.com
puff
chcp 850
```

4. S-PARAMETER

Eine kurze Einführung über die S-, Streu- oder Scattering-Parameter.

Bei hohen Frequenzen lassen sich Ströme und Spannungen nicht so einfach messen,

außerdem funktionieren Leerlauf- und Kurzschlußmessungen nicht mehr richtig (z.B. um den Innenwiderstand einer Quelle zu bestimmen). Die Systembeschreibung und -berechnung sollte also von Größen ausgehen, die auch leicht meßbar sind.

Deshalb benützt man schon heute bei Frequenzen ab 50 bis 100 MHz grundsätzlich ein anderes Denkmodell:

Zentraler Punkt ist ein überall gleicher Systemwiderstand (hier z.B. 50 Ohm), der für die Ein- und Ausgangswiderstände, den Wellenwiderstand der Kabel und die Abschlußwiderstände gilt.

Nun konzentriert sich die Meßtechnik darauf, z.B. die vorhandenen Widerstandswerte (oder ihre Abweichungen von 50 Ohm) – allerdings in komplexer Form, also nach Betrag und Phase – zu ermitteln.

- Wir beginnen bei der Signalquelle mit dem Systemwiderstand als Innenwiderstand, hier 50 Ohm.
- An diese Quelle wird über ein längeres Kabel mit $Z = 50$ Ohm unser Objekt, beispielsweise ein Filter, ein Abschlußwiderstand, ein Verstärker, ein Mischer oder eine Antenne angeschlossen.
- Bei größerer Kabellänge merkt man – wegen der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit von 30 cm in 1 Nanosekunde bei Luft – nicht sofort etwas vom Verbraucher. Deshalb weist das Kabel einen Ein-

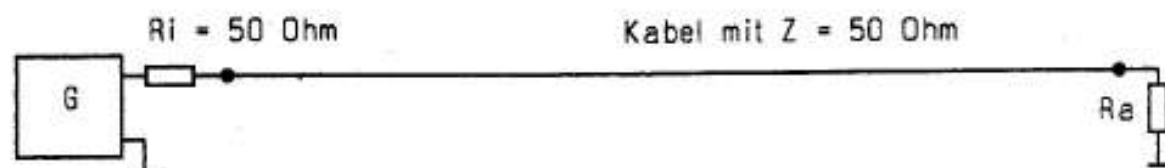


Bild 1: 50Ω-System



gangswiderstand von 50 Ohm auf und bildet mit dem Innenwiderstand der Quelle einen Spannungsteiler. Es herrscht also zunächst „Leistungsanpassung, $R_i = R_a$ “ und die aufgenommene Wirkleistung macht sich mit „Kabelgeschwindigkeit“

$$V_{\text{Kabel}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

auf den Weg in Richtung Verbraucher.

- d. Kommt diese hinlaufende Leistung (korrekt als hinlaufende Welle bezeichnet) beim Verbraucher an, so wird sie nur dann voll „absorbiert“, wenn auch hier Leistungsanpassung herrscht, also $R_a = Z = 50 \text{ Ohm}$ ist. Bei Abweichungen von der Leistungsanpassung wird der „Überschuß“ zur Quelle zurückgeschickt, folglich beobachtet man dann eine „rücklaufende Welle“ auf der Leitung vom Lastwiderstand in Richtung Quelle.

- e. Hierfür wurde der Begriff des Reflexionsfaktors „r“ eingeführt und man erhält damit Reflexionsfaktor r:

$$r = \frac{U_{\text{rück}}}{U_{\text{hin}}}$$

bzw. rücklaufende Spannung:

$$U_{\text{rück}} = r \times U_{\text{hin}}$$

$$\text{mit } r = \frac{(Z_{\text{last}} - Z)}{(Z_{\text{last}} + Z)}$$

Eine Spannung an der Last ist dann einfach:

$$U_{\text{last}} = U_{\text{hin}} + U_{\text{rück}}$$

Hinweis: Für diese wandernden Wellen muß natürlich überall auf der Leitung das Ohmsche Gesetz gelten.

$$\frac{U_{\text{hin}}}{U_{\text{hin}}} = Z (= 50 \text{ Ohm}) \text{ und}$$

$$\frac{U_{\text{rück}}}{U_{\text{rück}}} = Z (= 50 \text{ Ohm})$$

Weiter mit S-Parametern:

Der Energietransport auf der Leitung geschieht natürlich immer durch Leistungen. Um aber bei den transportierten Leistungen mit Ausdrücken arbeiten zu können, in denen die Spannungen vorkommen, zieht man einfach die Wurzel aus den Leistungsformeln und tauft das Ergebnis „Wellengröße“.

Das ergibt die hinlaufende Wellengröße a:

$$P_{\text{hin}} = \frac{U_{\text{hin}}^2}{Z} > a = \sqrt{P_{\text{hin}}} = \frac{U_{\text{hin}}}{\sqrt{Z}}$$

und entsprechend gilt für die rücklaufende Wellengröße b:

$$P_{\text{rück}} = \frac{U_{\text{rück}}^2}{Z} > b = \sqrt{P_{\text{rück}}} = \frac{U_{\text{rück}}}{\sqrt{Z}}$$

Der Sinn dieser Aktionen wird erst dann klar, wenn man einen Vierpol, z.B. einen Verstärker betrachtet! Denn dieser Vierpol wird z.B. eine Verstärkung aufweisen, es existieren aber auch Rückwirkungen vom Ausgang auf den Eingang.

1. Schritt:

Wird der Eingang von einer Signalquelle angesteuert, bezeichnet man das als die hinlaufende Wellengröße a_1 . Beobachtet man nun das auftretende „Echo b_1 “ in der Zuleitung zum Eingang mit einem Richtkoppler, dann besteht es aus 2 Teilen, nämlich:

- aus dem reflektierten Anteil von a_1 , der durch die Abweichung des Eingangswiderstandes von $Z = 50 \text{ Ohm}$ herrührt und
- einem zweiten Anteil, der durch Rückwirkungen des Ausganges, wo ja auch irgendwelche Signale a^2 vorhanden sind, auf den Eingang erzeugt wird.

Für das Echo gilt also:

$$b_1 = (a_1 \times S_{11}) + (a_2 \times S_{12})$$



Bedeutung der Koeffizienten:

Wird der Ausgang exakt abgeschlossen, muß man dort nicht mit zurückreflektierten Echos rechnen und die Größe a_2 wird Null. So ergibt sich der S_{11} :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{für } a_2 = \text{Null.}$$

Das ist nichts anderes als der Eingangsreflexionsfaktor r aus dem vorherigen Rechenbeispiel! In der Praxis ist er jedoch wegen Laufzeiten und Blindanteile immer komplex. Es werden daher z.B. in Transistortabellen immer Betrag und Phase in Abhängigkeit von der Frequenz angegeben.

Die Größe S_{12} ist dann der „Rückwärts-Übertragungsfaktor“. Er liefert die Informationen über die Rückwirkungen im Vierpol, wenn der Eingang nicht angesteuert und zusätzlich korrekt mit $Z = 50$ Ohm abgeschlossen wird. Auf den Ausgang wird in diesem Fall mit einem Signalgenerator mit der Leistung a_2 „draufgeblasen“.

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{für } a_1 = \text{Null}$$

2. Schritt:

Jetzt kommt derselbe Gedankengang für den Ausgang. Man denkt sich rechts eine Signalquelle, die den Ausgang des Vierpols mit der Wellengröße a_2 bearbeitet. Als Echo b_2 erhalten wir dann:

$$b_2 = (a_1 \times S_{21}) + (a_2 \times S_{22})$$

Wird der Eingang des Verstärkers gerade nicht angesteuert, ist a_1 automatisch Null. Deshalb kann ein „aus dem Ausgang des Vierpols hinauslaufendes Signal“ nur durch eine Reflexion am Innenwiderstand des Vierpols entstehen. Also ist S_{22} der Ausgangsreflexionsfaktor des Vierpols!

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad \text{für } a_1 = \text{Null}$$

Jetzt bleibt nur der linke Summand in der Gleichung übrig, und der ist schon bekannt: Wird nur auf den Eingang allein ein Signal gegeben und der Ausgang einfach mit $Z = 50$ Ohm abgeschlossen, erhält man die klassische Verstärkerschaltung. S_{21} ist jetzt nichts anderes als die „Spannungsverstärkung des Vierpols bei korrekter Anpassung am Ausgang“.

Wird nur auf den Eingang allein ein Signal gegeben und der Ausgang einfach mit $Z = 50$ Ohm abgeschlossen, erhält man die klassische Verstärkerschaltung. S_{21} ist jetzt nichts anderes als die „Spannungsverstärkung des Vierpols bei korrekter Anpassung am Ausgang“.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{für } a_2 = \text{Null}$$

Hinweise für die Praxis:

Aus den Eingangs- und Ausgangs-Reflexionsfaktoren lassen sich auf folgende Weise die Widerstandswerte bestimmen (Bitte beachten, daß es sich hier um komplexe Größen handelt!)

z.B. Eingangswiderstand:

$$Z_{11} = \frac{Z \times (1 + S_{11})}{(1 - S_{11})}$$

oder Innenwiderstand:

$$Z_{22} = \frac{Z \times (1 + S_{22})}{(1 - S_{22})}$$

Hat man die Widerstandswerte und möchte damit die Reflexionsfaktoren berechnen (siehe unser voriges Beispiel; dann gilt in bekannter Weise:

am Eingang:

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - Z)}{(Z_{11} + Z)}$$

am Ausgang:

$$S_{22} = \frac{(Z_{22} - Z)}{(Z_{22} + Z)}$$

Diese Umformungen kann man sich durch Arbeiten mit dem Smith-Diagramm ersparen!

Wird fortgesetzt!