

Virtuelle Thermographie von Leiterbahnen und Leiterplatten

Teil 3: Zeitabhängigkeit



Dr. Johannes Adam, ADAM Research

Teil 1 dieser Serie ‚Hotspots durch Bauteile‘ (PLUS 3/2013, S. 471-479) befasste sich mit Grundbegriffen und physikalischen Konzepten der Elektronik Kühlung sowie mit 3D-Simulationen und physikalischen Faustformeln. In Teil 2 ‚Strombelastung‘ (PLUS 4/2013, S. 734-739) ging es um den Stromfluss und die Stromheizung in Leiterbahnen. Der nun folgende letzte Teil 3 ‚Zeitabhängigkeit‘ behandelt nun die transienten Phänomene Aufheizung, Abkühlung und pulswertenmodulierte Strombelastbarkeit.

Temperatur und Zeit

Solange nach dem Anschalten der Leiterplatte das Fließgleichgewicht aus Verlustleistung und Wärmeabfuhr noch nicht erreicht ist, muss die Temperatur in einer zeitlichen Aufheizkurve steigen. Theoretisch kann es unendlich lange dauern bis der Beharrungszustand erreicht ist (s. <Gl. 1>), praktisch wird man den Beharrungszeitpunkt dort ansetzen, wenn sich die Anzeige der Thermoelemente oder die der Thermokamera nicht mehr ändert. Es ist nicht möglich die Aufheizkurve für den Hotspot einer ‚richtigen‘ Leiterplatte auf Grund der Massen und Verluste als Formel aufzuschreiben, aber für eine einfache Näherung schon: angenommen, die Leiterplatte wäre eine flache Platte, die Verlustleistung wäre über die Platte gleichmäßig verteilt und sie wäre einheitlich nur aus einem Material, dann liefert die Thermodynamik [1] eine zeitliche Temperaturkurve $T(t)$ nach Gleichung <1>.

$$T(t) = T_U + (T_f - T_U)(1 - e^{-t/\tau}) \quad <1>$$

Bei Zeit $t=0$ startet die Platte mit Umgebungstemperatur T_U und erreicht asymptotisch die finale Gleichgewichtstemperatur T_f . Die Gleichgewichtstemperatur kennen wir bereits vom ersten Artikel der Serie [2] aus dem Energiegleichgewicht von Heizung und Kühlung als

$$T_f = T_U + R_{th,U} \cdot P \approx T_U + \frac{P}{\alpha \cdot A} \quad <2>$$

Die Größe τ (s) in Gleichung <1> nennt man Zeitkonstante. Sie kontrolliert die Rate der Aufheizung,

bzw. der Abkühlung. τ setzt sich zusammen aus der Masse der Platte M (kg) (Dichte $\cdot$ Volumen), der spezifischen Wärmekapazität des Materials C (J/(kg·K)), der Gesamtoberfläche A (m²) und dem Wärmeübergangskoeffizient α (W/m²K) [2]. Sie ist für unseren Spezialfall einfach

$$\tau = \frac{M \cdot C}{\alpha \cdot A} \quad <3>$$

In vielen Datenblättern oder Applikationsschriften wird bei zeitabhängigen Themen immer nur die thermische Trägheit $M \cdot C$ der Werkstoffe oder Bauelemente hervorgehoben. Die Fähigkeit des Systems Wärme abzugeben (charakterisiert durch α) spielt aber ebenfalls eine entscheidende Rolle: je besser es Wärme abgibt, desto schneller strebt es ins Gleichgewicht, und umgekehrt. Der Graph zu Gleichung <1> ist eine ansteigende Exponentialfunktion (Abb. 1). Nach einer Zeitkonstante t ist 63% der Aufheizung erreicht, nach einer weiteren Zeitspanne τ sind es 86% u.s.w. Üblicherweise einigt man sich auf $4 \cdot \tau$ als Aufheizdauer, da dann 98% der Endtemperatur erreicht sind. Die Zeitkonstante einer 2-lagigen Euroformatplatte (35 μ m, in freier Konvektion, lackiert und ohne Bauteile, $\alpha = 12$ W/m²K) liegt bei etwa 90 s, wobei das FR4 zehn Mal mehr zu $M \cdot C$ beiträgt als die Kupferlagen. Man beachte auch, dass die Zeitkonstante nicht von der Verlustleistung abhängt und dass es eine Analogie zum elektrischen RC-Glied gibt ($\tau_{RC} = R \cdot C$). Die Abbildung 1 zeigt die Aufheizung mit 10 W für eine lackierte und eine glänzende Oberfläche ($\alpha = 6$, s. Tab. 2 in [2]). Die nicht lackierte Platte gibt ihre Wärme schlechter und langsamer ab, da der Strahlungsanteil kleiner ist.

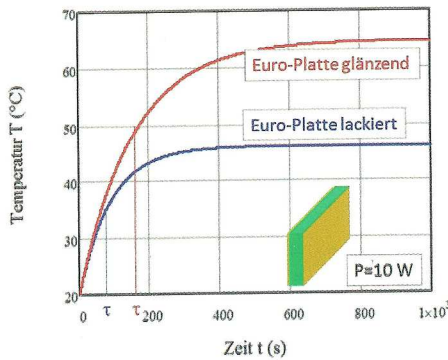


Abb. 1: Aufheizkurven einer lackierten und unlackierten Euro-Platte

Die obigen Betrachtungen sind nur für die gleichförmige Platte mit homogener Heizung so einfach. In richtigen Leiterplatten kommt man um eine numerische 3-dimensionale und zeitliche Simulation [2] nicht herum, was wir im nächsten Kapitel tun werden.

Die IPC-2221 zeitlich gesehen

Im zweiten Teil der Serie hatten wir uns mit der stationären DC-Strombelastbarkeit von Leiterbahnen beschäftigt [3]. Wie sieht eine Transiente mit Konstantstrom aus und wie ist mit gepulsten DC-Stromquellen umzugehen?

Die IPC-Richtlinie geht von einer bestromten 35 μm Leiterbahn auf Top und einer vollen Kupferkaschierung als Wärmespreizer auf Bottom aus. Wir simulieren eine 5 mm breite Leiterbahn mit $I=11$ Ampere auf einer Euro-Karte mit stationärem Erwartungswert von ca. 20 K über Umgebung [3]. Die Kabel und Anschlüsse sind in einer Simulation immer ein

heikles Thema, da elektrische und thermische Kontaktwiderstände und Kabelkühlung oft nicht bekannt sind. Wir werden hier deren Masse und Einfluss einfach vernachlässigen. Die Abbildung 2 zeigt nun den Anfangsteil der Aufheizkurve an verschiedenen virtuellen Thermoelementen im Modell: zentrales Thermoelement im Hotspot, eines am kühleren Leiterende und eines im FR4 5 mm von der Leiterbahn entfernt. Der Endwert nach 500 s wäre der stationäre Wert von ca. 20 K.

Was könnten wir aus der Kurve ableiten? Zum Beispiel, dass für einen in Rechteckpulsen PWM-getakteten Strom (ohne Berücksichtigung induktiver Effekte) mit Einschaltdauer t_1 von 5 s, der T-Anstieg des ersten Pulses ungefähr 9 K betragen würde. Bevor wir den Puls eine weitere Zeitspanne t_2 abkühlen lassen und die Pulse fortsetzen, berechnen wir die Aufheizkurve noch einmal mit feinerer Zeitabtastung und plotten $T(t)-T_U$ in doppelt-log-

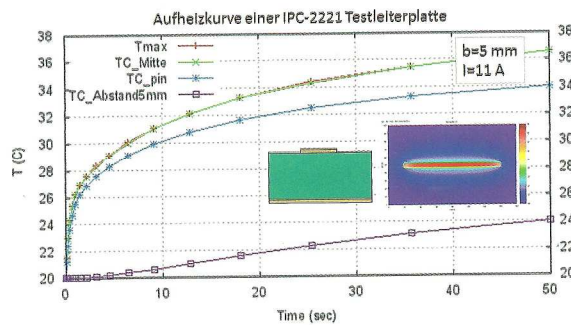


Abb. 2: Die ersten 50 Sekunden der Aufheizung einer 5 mm breiten Leiterbahn nach IPC-2221 und berechnetes Thermogramm nach 50 s

arithmischer Darstellung (Abb. 3). Wir erkennen einen leicht gewellten Verlauf, der darauf hinweist, dass mehr als nur eine Zeitkonstante für die Wärmeabfuhr zuständig ist. Ein numerischer Fit der Berechnungspunkte mit 3 Exponentialtermen [1, 4] $T(t)-T_U = a_1(1-e^{-t/\tau_1}) + a_2(1-e^{-t/\tau_2}) + a_3(1-e^{-t/\tau_3})$ liefert ein gutes Ergebnis (grüne Kurve) und die Zahlenwerte der 6 Parameter sind in Abbildung 3 eingeblendet. Die farbigen Kurvenfragmente der Einzelanteile dienen nur der Illustration. Drei Zeitskalen deuten darauf hin, dass es für die Wärme einen 'schnellen', 'mittelschnellen' und einen 'langsamen' Pfad gibt. Die kleinste Zeitkonstante $\tau_1 \approx 0.35$ s ist in etwa die Diffusionszeitskala $(\rho \times C / \lambda)_{Cu} \times L_H^2$, die der zentrale

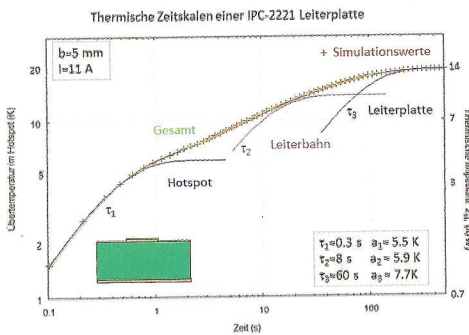


Abb. 3: Aufheizkurve wie in Abb. 2 mit feiner Zeitabtastung und logarithmischen Achsen

Hotspot der Länge L_H braucht um zu zerfließen, bzw. sich aufzusteilen. Mit einem Schätzwert $L_H = 5$ mm ergäbe sich in der Tat 0,3 s. Die mittlere Zeitkonstante $\tau_2 \approx 8$ s ist die thermische Zeitkonstante (nach <Gl. 2>) des Leiterbahnvolumens $(\rho \times C)_{Cu} \times L \times B \times d / (\alpha \times L \times B)$. Da sich Länge x Breite kürzen liefert eine $d = 35$ μ m Leiterbahndicke 10 s. Die längste Zeitkonstante $\tau_3 \approx 62$ s ist die thermische Zeitkonstante (des erwärmten Teils) der Leiterplatte selbst. Wenn man die a_i -Werte durch die Verlustleistung dividiert erhält man die sog. thermischen Impedanz $Z_{th,i}$ (K/W). Die Verlustleistung dieser Leiterbahn (100 mm lang) ist 1,44 W. Doch Vorsicht: die Temperatur der Leiterbahn hängt kaum von ihrer Länge ab, die Leistung ist aber proportional zur Länge. Eine universellere charakterisierende Größe wäre Impedanz mal Footprintfläche. Wir wollen das weite Feld der Impedanzen und Bruchdarstellungen hier nicht näher vertiefen und auf einen späteren Zeitpunkt verschieben. Die Summe der a_i ergibt die Temperaturerhöhung im Beharrungszustand.

Kurze Pulse – lange Pulse

Bei welchen PWM-Taktraten (Pulsweitenmodulation) muss man sich für die Auslegung einer Leiterbahn um die Impedanzkurve Gedanken machen? Sicherlich nicht, wenn die Taktzeiten sehr kurz sind und deswegen die T-Amplituden in einem Puls klein sind. In *Abbildung 3* sieht man, dass es ab 10 Hz und höher ausreicht (d.h. $t_1 < 0.1$ s hat Amplitude < 2 K) mit dem I_{RMS} -Wert [5] zu arbeiten und mit diesem in ein bekanntes stationäres IPC-Diagramm [3] o.ä. zu gehen. Weil die Verlustleistung immer proportional zum Quadrat des Stroms ist und weil der Effektivwert (RMS) immer größer ist als der normale Mittelwert, darf man bei der Strombelastbarkeit *nie* den einfachen zeitlichen Mittelwert des Stromes benutzen. In guter Näherung sind die Übertemperaturen der Aufheizkurven proportional zur Verlustleistung, also proportional zu I_{RMS}^2 . Ein

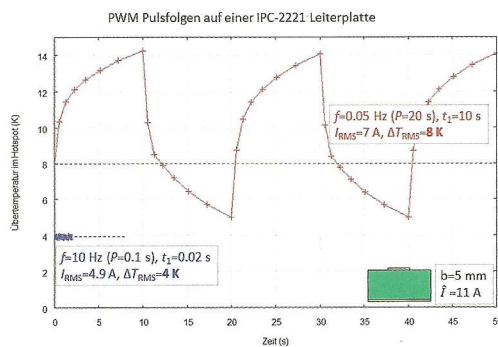


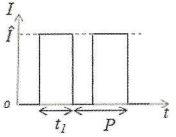
Abb. 4: Pulsfolgen Nr. 2 und 4 aus Tabelle 1. Die RMS-Werte sind gestrichelt eingetragen

kleines Rechenexempel für die $b = 5$ mm Leiterbahn auf der IPC-Platte enthält *Tabelle 1*.

Ist die ΔT_{eff} -Vorschrift aus *Tabelle 1* noch gültig, wenn die Perioden länger sind als τ_1 oder τ_2 ? Dazu berechnen wir numerisch den zeitlichen und 3-dimensionalen Verlauf der Temperatur für den Scheitelwert 11 A, eine Periode $P = 20$ s und eine Einschaltzeit von $t_1 = 10$ s (Zeile 4 in *Tab. 1*). Die *Abbildung 4* zeigt das Ergebnis der Rechnung und zum Vergleich auch das Ergebnis für Zeile 2. Der einfache RMS-Wert aus *Tabelle 1* passt, die Peak-Werte für den Fall aus Zeile 4 sind für die Auslegung der Leiterbahn aber wichtiger als der RMS Wert.

Die Pulsfolgen in *Abbildung 4* wurden Zeitschritt für Zeitschritt aus einer Temperaturinitialisierung mit dem I_{RMS} Wert simuliert. Ökonomischer wäre es, die Systemantwort über ein Faltungsintegral zu ermitteln, welches auch für beliebige Pulsformen und -folgen

Tab. 1: Berechnungsvorschriften für eine permanente PWM Folge von Strompulsen

	Scheitelwert Dauerwert $\hat{I}$ (A) = I	Dauerwert ΔT (K)	Frequenz f (Hz)	On-Zeit t_1 (s)	Effektivstrom I_{RMS} (A)	$I_{RMS}^2 / \hat{I}^2$	ΔT_{RMS} (K)
1	11	20	0	∞	11	1	20
2	11	(20)	10	0.02	4.9	0.2	4
3	30	(149)	10	0.02	4.9	0.2	30
			$f = \frac{1}{P}$		$I_{RMS} = \hat{I} \sqrt{f \cdot t_1}$		$\Delta T_{RMS} \approx \frac{I_{RMS}^2}{\hat{I}^2} \cdot \Delta T$
4	Lange Periode 11 A	(20)	0.05	10	7.1	0.41	8(3)

sehr schnell Ergebnisse liefert [6]. Bei sehr schnellen Pulsen oder Wechselstrom sorgt die Abfolge zwischen elektrischem und magnetischem Feld für eine Stromverdrängung an die Leiterbahnoberfläche, den sog. Skin-Effekt. Die Skin-Dicke δ ist in Kupfer $\delta \approx 66 \text{ mm}/\sqrt{f}$. Solange die Leiterbahn wesentlich dünner ist als zwei Skin-Dicken, kann man thermisch mit I_{RMS} und DC-artig arbeiten. Im obigen Beispiel ist die Leiterbahndicke $35 \text{ }\mu\text{m}$ und die maximale Frequenz wäre sicherheitshalber ca. 1 MHz.

Es geht auch komplexer

Die verwendete vollnumerische 4D Methode [2] zur Berechnung der Thermal Integrity einer Leiterplatte

wurde hier nur anschauungshalber auf das einfache Beispiel einer einzelnen Leiterbahn angewendet. Sie kann ohne weiteres für komplexe Strombelastungszyklen auf realen Multilayer-Layouts z. B. von Motorsteuerungen, eingesetzt werden [3]. Natürlich können parallel dazu auch die Bauteile eine transiente Verlustleistung beitragen. In einem künftigen Beitrag werden wir auch den Fall einer Leiterbahnsicherung beschreiben.

Das Ziel des Artikels war, Entwickler, Layouter und Berater für eine genauere elektro-thermische Betrachtung von Leiterplatten zu interessieren. Es sind verschiedene Phänomene, die berücksichtigt werden müssen. Eine Auslegung auf den Scheitelwert eines

Belastungszyklus kann zu Überdimensionierung, eine Auslegung auf den RMS Wert zu einer Unterdimensionierung führen. Die verschiedenen Bereiche der Leiterplatte können sich im Takt heizen und verstärken – oder auch nicht. Um rechtzeitig herauszufinden wie die Leiterplatte auf Strom und Verluste reagiert, und, um Layout und Stromlauf entsprechend anzupassen, dafür liefert die vom Autor entwickelte Software TRM einen einfach zu bedienenden Schlüssel, der von Jedermann eingesetzt werden kann.

Dr. Johannes Adam, Theodor-Heuss-Str. 12, D-69181 Leimen,
www.adam-research.de

Literaturverzeichnis

- [1] Wutz, M.: Wärmeabfuhr in der Elektronik. Vieweg Verlag (1991)
- [2] Adam, J.: 'Virtuelle Thermographie von Leiterbahnen und Leiterplatten I. Hotspots durch Bauteile'. PLUS Heft 3, 471-479 (2013)
- [3] Adam, J.: 'Virtuelle Thermographie von Leiterbahnen und Leiterplatten II. Strombelastung'. PLUS Heft 4, 734-739 (2013)
- [4] Schütze, Th.: 'Thermische Ersatzschaltbilder'. Infineon AN2008-03 (2008)
- [5] <http://de.wikipedia.org/wiki/RMS>
- [6] Supplement zu diesem Artikel bei www.adam-research.de/dokumente.html